



Tiago Miguel  
Valente Varum

## ANTENA PARA COMUNICAÇÕES DSRC







**Tiago Miguel  
Valente Varum**

## **ANTENA PARA COMUNICAÇÕES DSRC**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor João Nuno Pimentel da Silva Matos, Professor do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e o Professor Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho do Departamento de Engenharia Electrónica Telecomunicações e Computadores do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa.



**o júri**

presidente

**Prof. Doutor Atílio Manuel da Silva Gameiro**

Professor associado da Universidade de Aveiro

**Prof. Doutor João Nuno Pimentel da Silva Matos**

Professor associado da Universidade de Aveiro (orientador)

**Prof. Doutor Custódio José de Oliveira Peixeiro**

Professor auxiliar do Instituto Superior Técnico da Universidade Técnica de Lisboa

**Prof. Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho**

Professor adjunto do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (co-orientador)



## **agradecimentos**

Um agradecimento aos meus pais, irmã, restante família e namorada pelo apoio prestado, paciência e disponibilidade ao longo deste percurso académico, que só com a grande cooperação deles me permitiu chegar até aqui.

A todos os meus colegas, pelo apoio e companheirismo que tão bons momentos proporcionaram ao longo destes anos. Aos meus orientadores, professor João Nuno Matos e professor Pedro Pinho, pela incansável ajuda, apoio e disponibilidade ao longo desta dissertação.

Ao IT-Aveiro, Instituto de Telecomunicações, por os mais diversos meios de apoio à realização desta dissertação. E a todos que de alguma forma me ajudaram neste percurso, o meu grande agradecimento.

Agradece-se à Brisa Inovação e Tecnologia o suporte de projectos de I&D nos quais se enquadra esta dissertação.





## palavras-chave

Antenas Microstrip, Electromagnetic Band Gap, Comunicações DSRC

## resumo

Dadas as suas características, a utilização das antenas microstrip tem aumentado nos sistemas de comunicações sem fio, em diferentes projectos. A sua simplicidade aliada ao baixo custo permitem desenvolver quer antenas quer agregados de antenas com elevada qualidade e eficiência, que podem ser usadas nas mais diversas aplicações do dia-a-dia. Uma das aplicações possíveis das antenas microstrip são as comunicações dedicadas de curto alcance (*DSRC*) muito usadas no controlo de veículos nas estradas.

No âmbito desta temática, foi projectada, simulada, construída e medida uma antena com características que respeitam a norma europeia para as comunicações DSRC. A antena desenvolvida é um agregado planar cujo diagrama de radiação se adequa às comunicações rodoviárias e possui polarização circular imposta pela norma.

Uma tecnologia que tem crescido nos últimos tempos no âmbito das antenas de forma a potenciar o seu desempenho são o uso de estruturas EBG (*Electromagnetic Band Gap*) em redor das antenas de forma a eliminar as não desejadas ondas superficiais.

Posteriormente foi estudado o impacto do uso de estruturas EBG na antena dimensionada, com o objectivo de melhorar o desempenho global desta. Foram adicionadas estruturas EBG em redor da antena, e analisado impacto destas nas características de radiação da antena.



**keywords**

Microstrip antennas, Electromagnetic Band Gap, DSRC communications

**abstract**

Given its characteristics, the use of microstrip antennas has increased in wireless communications systems, in different projects. Its simplicity coupled with the low cost allow to develop antennas or arrays of antennas with high quality and efficiency, that can be used in diverse applications in day-to-day. One of the possible applications of microstrip antennas is the dedicated short range communications (*DSRC*) widely used to communicate with vehicles on the roads.

Under this theme an antenna, was designed, simulated, built and measured with features that meet the European standard for DSRC communications. The developed antenna is a planar array whose radiation pattern and circular polarization fits the european standard.

A technology that has grown, in recent times, in the antennas, to maximize their performance are the EBG structures (*Electromagnetic Band Gap*) around the radiating elements to eliminate the unwanted surface waves.

Subsequently the impact of using EBG structures in the antenna proposed, as been studied in order to improve its overall performance. Some EBG structures were added around the antenna, and their impact analysed on the antenna radiation characteristics.



# Conteúdo

<b>Conteúdo</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>iii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Acrónimos</b>	<b>vii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Enquadramento . . . . .	1
1.2 Estrutura da dissertação . . . . .	3
1.3 Contribuição desta dissertação . . . . .	4
<b>2 Antenas</b>	<b>5</b>
2.1 Introdução . . . . .	5
2.1.1 Parâmetros fundamentais das antenas . . . . .	6
2.2 Antenas Impressas ( <i>microstrip</i> ) . . . . .	9
2.2.1 Introdução . . . . .	9
2.2.2 Substrato . . . . .	10
2.2.3 Tipos de Ondas em Antenas <i>microstrip</i> . . . . .	10
2.2.4 Métodos de Alimentação . . . . .	11
2.2.5 Métodos de análise . . . . .	13
2.3 Polarização . . . . .	16
2.3.1 Determinação do tipo de polarização . . . . .	17
2.3.2 Relação Axial . . . . .	18
2.3.3 Polarização Circular . . . . .	19
2.4 Agregados de Antenas . . . . .	20
2.4.1 Agregado Linear e Uniforme . . . . .	21
2.4.2 Agregado Planar e Uniforme . . . . .	26
<b>3 Estruturas EBG (Electromagnetic Band-Gap)</b>	<b>29</b>
3.1 Introdução . . . . .	29
3.2 Estruturas EBG . . . . .	29
3.3 Análise de uma estrutura EBG . . . . .	30
3.4 Aplicação das Estruturas EBG nas Antenas <i>microstrip</i> . . . . .	32
3.5 Projecto de uma estrutura EBG . . . . .	33

<b>4</b>	<b>Desenvolvimento da Antena para um sistema DSRC</b>	<b>35</b>
4.1	Norma DSRC - EN12253 . . . . .	35
4.2	Estudo de uma patch simples com polarização circular esquerda para 5.8GHz	37
4.3	Estudo de um agregado de antenas com polarização circular esquerda para 5.8GHz . . . . .	42
4.3.1	Rede de alimentação . . . . .	45
4.3.2	Resultados teóricos . . . . .	46
4.3.3	Resultados práticos . . . . .	48
4.3.4	Introdução de uma estrutura EBG . . . . .	51
4.3.5	Discussão dos resultados . . . . .	55
<b>5</b>	<b>Conclusões e Trabalho Futuro</b>	<b>59</b>
5.1	Conclusões . . . . .	59
5.2	Trabalho futuro . . . . .	61
<b>A</b>	<b>Quadro resumo - agregados</b>	<b>63</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>65</b>

# Lista de Figuras

1.1	Comunicação RSU - OBU . . . . .	1
1.2	Diagrama de radiação 3D de uma antena <i>microstrip</i> . . . . .	2
1.3	Antena <i>microstrip</i> com polarização circular esquerda . . . . .	3
2.1	Antena como dispositivo de transição entre o meio guiado e o espaço livre . .	5
2.2	Diagrama de radiação . . . . .	6
2.3	Área efectiva . . . . .	8
2.4	Antena <i>microstrip</i> . . . . .	9
2.5	Tipos de ondas em antenas <i>microstrip</i> [6] . . . . .	10
2.6	Antena <i>microstrip</i> com alimentação por linha de transmissão a) simples b) com reentrância . . . . .	12
2.7	Antena <i>microstrip</i> com alimentação por cabo coaxial . . . . .	12
2.8	Antena <i>microstrip</i> com alimentação por fenda . . . . .	12
2.9	Antena <i>microstrip</i> rectangular - fendas radiantes . . . . .	14
2.10	Linhas de campo numa antena <i>microstrip</i> [2] . . . . .	14
2.11	Comprimento físico e efectivo de uma antena <i>microstrip</i> . . . . .	14
2.12	Impedância de uma antena <i>microstrip</i> ao longo de $L$ [2] . . . . .	15
2.13	Antena <i>microstrip</i> com adaptação imediata à linha[2] . . . . .	15
2.14	Onda electromagnética . . . . .	16
2.15	Polarização Linear / Circular / Elíptica . . . . .	17
2.16	Curva de polarização elíptica . . . . .	18
2.17	Polarização Circular a) dupla alimentação b) alimentação simples . . . . .	19
2.18	Dupla alimentação a) híbrido b) divisor de potência . . . . .	20
2.19	Polarização Circular com alimentação simples . . . . .	20
2.20	Agregado Linear e Uniforme de $N$ elementos separados por uma distância $d$ e com uma diferença de fase $\alpha$ . . . . .	21
2.21	Factor de agregado para vários valores de $N$ [6] . . . . .	23
2.22	Agregado Planar e Uniforme . . . . .	26
2.23	Interpretação de um agregado planar . . . . .	26
3.1	Estruturas EBG 2-D : a) estrutura mushroom b) estrutura uni-planar [11] . .	30
3.2	Zona de Brillouin . . . . .	31
3.3	Diagrama de dispersão de uma estrutura do tipo mushroom [11] . . . . .	32
3.4	Ondas superficiais[6] . . . . .	33
3.5	Célula EBG unitária . . . . .	33
4.1	Especificações para comunicações DSRC . . . . .	36

4.2	Patches alimentadas por a) cabo coaxial b) reentrância c) linha de transmissão	37
4.3	$S_{11}$ - vários tipos de alimentação	38
4.4	Diagrama de radiação : a) cabo coaxial b) reentrância c) linha de transmissão	38
4.5	Patches com polarização circular esquerda alimentadas por: a) cabo coaxial b) linha de transmissão	39
4.6	$S_{11}$	39
4.7	Relação Axial	39
4.8	Patches desenvolvidas	40
4.9	$S_{11}$ das antenas, Simulação vs Medidas	40
4.10	Patch alimentada por cabo coaxial - Polarização circular esquerda vs direita	41
4.11	Patch alimentada por linha - Polarização circular esquerda vs direita	41
4.12	Agregado de duas antenas com $d = 0.5\lambda, 0.75\lambda$ e $\lambda$	43
4.13	Agregado linear horizontal	43
4.14	Diagrama de radiação - Agregado Linear Horizontal ( $d=0.5\lambda, 0.6\lambda, 0.7\lambda, 0.8\lambda$ )	44
4.15	Diagrama de radiação 3D $d = 0.7\lambda$	44
4.16	Agregado planar	44
4.17	Diagrama de radiação - Plano Vertical ( $d_{vertical}=0.6\lambda, 0.7\lambda, 0.75\lambda, 0.8\lambda$ )	45
4.18	Transformador $\lambda/4$	46
4.19	Agregado	46
4.20	Agregado - $S_{11}$	47
4.21	Agregado - Diagrama de radiação	47
4.22	Agregado - Axial ratio	48
4.23	Agregado - eficiência	48
4.24	Agregado - Campo - Plano vertical	49
4.25	Agregado - Campo - Plano horizontal	49
4.26	Agregado 1 - Polarização vs Frequência	50
4.27	Agregado 3 - Polarização vs Frequência	50
4.28	Agregado 1 - Diagrama de radiação - Plano horizontal	50
4.29	Agregado 1 - Diagrama de radiação - Plano vertical (apenas lobo principal)	50
4.30	Agregado 3 - $S_{11}$	51
4.31	Agregado 3 - Diagrama de radiação - Plano vertical	51
4.32	Agregado 3 - Diagrama de radiação - Plano horizontal	51
4.33	Agregado 3 - Antena desenvolvida para comunicações DSRC	52
4.34	Antena desenvolvida com rede EBG	52
4.35	EBG uniplanar	53
4.36	Diagrama radiação - Azul(com EBG), Vermelho(sem EBG)	53
4.37	Estrutura EBG mushroom	54
4.38	Diagrama de dispersão	54
4.39	Diagrama radiação - Vermelho(com EBG), Laranja(sem EBG)	55
4.40	Eficiência - Vermelho(com EBG), Laranja(sem EBG)	55
4.41	Agregado - $S_{11}$ simulado versus medido	56
4.42	Diagrama de radiação medido vs simulado	57
4.43	Diagrama de radiação medido vs simulado	57



# Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros principais numa estrutura EBG tipo mushroom . . . . .	33
4.1	Parâmetros da patch simples . . . . .	37
4.2	Evolução do ganho do agregado 1x2 com a distância entre patches . . . . .	42
4.3	Evolução do ganho do agregado com o número de elementos . . . . .	45
4.4	Quadro resumo da antena . . . . .	58



# Lista de Acrónimos

<b>AR</b>	Axial Ratio
<b>DSRC</b>	Dedicated Short Range Communications
<b>EBG</b>	Electromagnetic Band Gap
<b>FDTD</b>	Finite Difference Time Domain
<b>FEM</b>	Finite Element Method
<b>FNBW</b>	First Null Beam Width
<b>GPS</b>	Global Positioning System
<b>HFSS</b>	High - Frequency Structure Simulator
<b>HPBW</b>	Half Power Beam Width
<b>LHCP</b>	Left Hand Circular Polarization
<b>MoM</b>	Method of Moments
<b>OBU</b>	On Board Unit
<b>PCB</b>	Periodic Boundary Condition
<b>PIRE</b>	Potência Isotrópica Radiada Equivalente
<b>RHCP</b>	Right Hand Circular Polarization
<b>RSU</b>	Road Side Unit
<b>RTTT</b>	Road Transport and Traffic Telematics
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Enquadramento

Ao longo dos últimos anos tem-se assistido a um crescente uso de transporte próprio, elevando a densidade de veículos a circular diariamente nas estradas. Este facto é mais visível nas zonas urbanas e nas vias rápidas, sobretudo em horas de ponta, provocando frequentemente congestionamentos de veículos nas zonas de portagens. Nestas circunstâncias, aumenta significativamente a probabilidade de ocorrência de acidentes bem como o tempo necessário para efectuar a viagem.

Para resolver ou minimizar o impacto negativo do aumento do número de veículos a circular, tem-se assistido à evolução e desenvolvimento de sistemas electrónicos de portagem, actualmente operando em tempo real. Estes sistemas podem ser usados nos locais de controlo de passagem de viaturas, portagens, parques de estacionamento, etc.

O utilizador é melhor servido, porque vê reduzido os congestionamentos do tráfego, os atrasos daí resultantes, e aumentada a sua segurança. A empresa também é beneficiada, automatizando o seu sistema de controlo de veículos e como os pagamentos são efectuados electronicamente, permite reduzir a mão de obra associada a este processo.

A tecnologia usada nestes sistemas é a DSRC (*Dedicated Short Range Communications*), que é uma tecnologia para comunicações dedicadas de curto alcance.

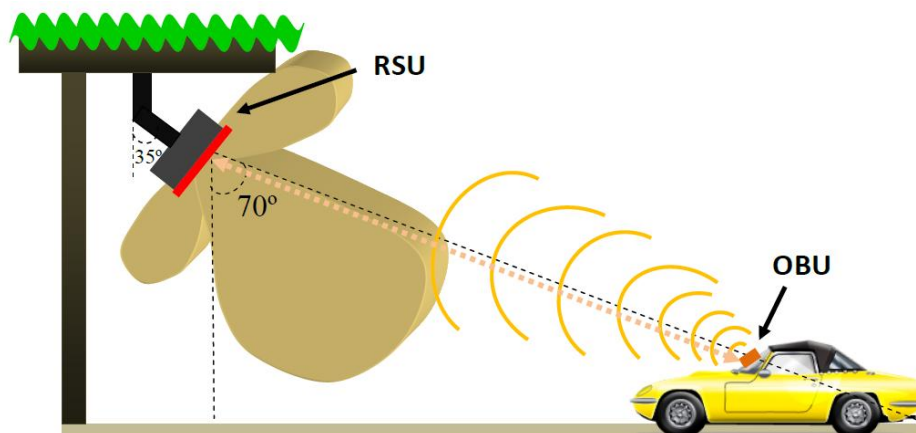


Figura 1.1: Comunicação RSU - OBU

Nestes sistemas, a comunicação faz-se entre um OBU (*On Board Unit*) e um RSU (*Road Side Unit*) que comunicam entre si, como mostra a figura 1.1.

O OBU colocado na unidade móvel, possui uma identificação própria e única, e comunica com o RSU que está instalado num local fixo de passagem, que no caso da conhecida via verde será a portagem, de forma que quando o OBU se aproxima do RSU é estabelecida uma troca de dados.

O objectivo desta dissertação de Mestrado passa pelo projecto de uma antena para 5.8GHz, que possa ser incorporada num módulo RSU, que será usado em comunicações RTTT/DSRC (*Road Transport and Traffic Telematics / Dedicated Short Range Communications*)[1]. A antena deverá permitir respeitar as normas europeias para este tipo de comunicações, nomeadamente a norma EN12253 de Julho de 2004[1] relativa à camada física de sistemas de comunicação DSRC.

Ao projectar uma antena, a complexidade varia com as condições que lhe impomos ou que lhe estão subjacentes.

As antenas *microstrip* são um tipo de antenas com grande vantagem de aplicação em projectos onde o tamanho, peso e espaço são factores determinantes, permitindo desenvolver antenas de elevada eficiência que se adaptam à maior parte dos locais, com dimensões reduzidas e a um baixo custo. Partindo de uma antena *microstrip* simples, esta apresenta um diagrama de radiação no plano superior de radiação com uma forma regular como se vê na figura 1.2, e com um ganho relativamente reduzido. Contudo, em muitas situações são necessárias antenas mais directivas, com maior ganho e que apresentem um diagrama de radiação adequado às necessidades do projecto.

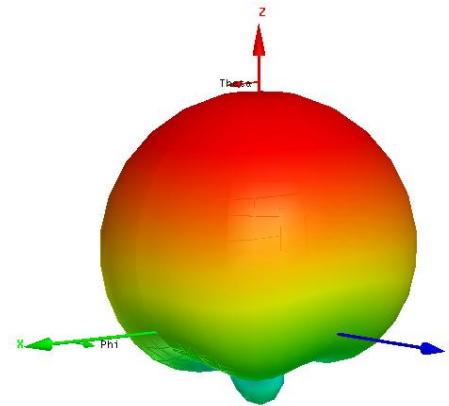


Figura 1.2: Diagrama de radiação 3D de uma antena *microstrip*

Uma solução, quer para aumentar o ganho das antenas, quer para moldar o diagrama de radiação da antena pode passar pela disposição de várias antenas idênticas na forma de um agregado, com uma determinada geometria a determinar, consoante o objectivo a atingir.

Uma vez que se pretende que o diagrama de radiação da antena a projectar seja como o da figura 1.1, o qual apresenta formatos diferentes nos planos vertical e horizontal, a antena a projectar será um agregado de antenas com uma geometria a duas dimensões, ou seja, planar, em que cada plano de radiação é definido segundo um eixo do agregado.

A polarização de uma antena também tem grande importância, e é definida pela direcção do vector campo eléctrico, sendo mais vulgar nas diversas aplicações o uso da polarização linear ou circular. O máximo sinal recebido é obtido quando a antena receptora e emissora

tem o mesmo tipo de polarização.

A antena a projectar deverá ter polarização circular, então o vector campo eléctrico terá sempre o mesmo módulo enquanto a sua direcção gira com velocidade angular de acordo com a frequência angular.

Existem várias formas de se obter este tipo de polarização numa antena *microstrip*, quer através da forma de alimentação quer com alterações à estrutura física. No entanto, a mais usual e simples é cortando os cantos à antena convencional como indicado na figura 1.3; os cantos a cortar vão definir o sentido da polarização circular esquerda ou direita.

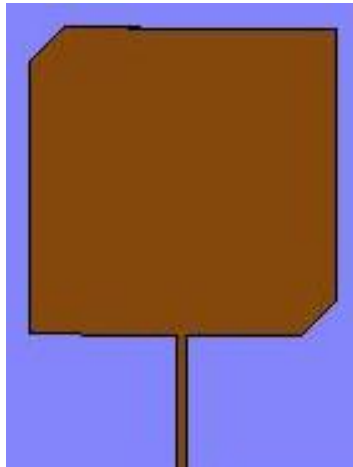


Figura 1.3: Antena *microstrip* com polarização circular esquerda

No final, será introduzida uma tecnologia recente no âmbito das antenas, as estruturas EBG (*Electromagnetic Band Gap*), que são estruturas periódicas que quando interagem com ondas electromagnéticas provocam determinados fenómenos, tais como minimizar ou mesmo eliminar a propagação de ondas electromagnéticas numa determinada banda de frequências.

Na antena deste trabalho, o uso dos EBGs tem como intuito de criar um band gap, ou seja, uma banda de frequências em torno da frequência de operação com vista a reduzir ou mesmo eliminar a propagação das ondas superficiais na antena, que são um tipo de ondas presentes numa estrutura *microstrip* e que por não contribuírem para a radiação da antena degradam as características de radiação da mesma.

## 1.2 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está dividida em 5 capítulos. O capítulo 1 contém uma introdução, no qual se indica a área que o trabalho será englobado e as opções realizadas no projecto da antena. No capítulo 2 serão indicadas noções básicas e parâmetros fundamentais das antenas, dando grande ênfase às antenas *microstrip*. Posteriormente encontra-se informação acerca da polarização das antenas, concluindo-se o segundo capítulo com uma introdução à teoria dos agregados de antenas.

No capítulo 3 será abordada uma nova tecnologia, EBG, e estudada a sua aplicação no âmbito das antenas impressas e as vantagens que possam trazer.

O capítulo 4 será baseado no projecto e elaboração da antena, com os vários resultados intermédios e finais, e com uma discussão dos resultados obtidos. A dissertação finaliza com

o capítulo 5, onde são apresentadas as conclusões do trabalho e indicadas algumas propostas para trabalho futuro.

### **1.3 Contribuição desta dissertação**

Esta dissertação pretende contribuir para o desenvolvimento de antenas que possam ser integradas num sistema de comunicações DSRC, nomeadamente no módulo RSU .

Este módulo poderá ser usado em sistemas de controlo de passagem ou aproximação de unidades móveis, estamos a pensar, por exemplo, em sistemas de portagens, parques de estacionamento, postos de combustível ou mesmo no controlo de abertura de portões de casas.



## Capítulo 2

# Antenas

### 2.1 Introdução

Uma Antena é um dispositivo essencial, visto ser o primeiro e o último componente em qualquer sistema de comunicação sem fios, e é responsável por transmitir e receber ondas electromagnéticas, funcionando como interface entre o guia de onda e o ar. A utilização das antenas vai desde sistemas de rádio, televisão, comunicação ponto a ponto, radar, satélites, etc... [2]

Em espaço livre as ondas electromagnéticas propagam-se à velocidade da luz, com perdas bastante baixas à frequência de trabalho (5.8GHz), contudo, quando o sinal se propaga em locais com materiais ou elementos que interagem entre si electromagneticamente, as ondas podem ser reflectidas, refractadas, difractadas ou absorvidas e também a sua velocidade de propagação é alterada em função do meio.

As antenas podem assumir diversas formas, algumas muito conhecidas, como as antenas dos automóveis (monopolo), antenas de recepção de televisão (Yagi), parabólicas, etc. Basicamente, estas dividem-se em três grupos: as antenas constituídas por um fio onde existe uma corrente eléctrica, antenas formadas por uma abertura nas quais apresentam uma determinada distribuição do campo eléctrico e as antenas impressas que derivam da modificação de linhas impressas.

A figura 2.1 representa a estrutura de uma antena, em que no caso de ser emissora existe uma fonte de sinal, depois uma linha de transmissão que leva o sinal até à antena com o mínimo de perdas possível, e por fim a antena propriamente dita que transforma a onda guiada numa onda radiada para o meio livre.

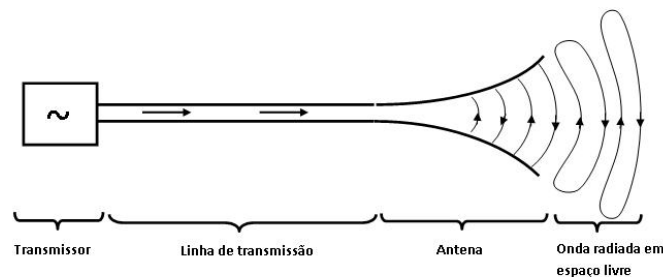


Figura 2.1: Antena como dispositivo de transição entre o meio guiado e o espaço livre

A existência de correntes variáveis no tempo numa antena provocam o aparecimento de ondas electromagnéticas a propagar-se em torno dela.

Uma onda electromagnética, viajando ao longo de uma linha de transmissão que está aberta no final, vai radiar a onda pelo espaço livre. Desde que a distância entre os dois condutores da linha seja muito pequena relativamente ao comprimento de onda, a energia ao longo da linha será guiada com perdas pouco significantes. No entanto, quando a distância entre os condutores aumenta para a ordem de um comprimento de onda ou até superior, as ondas que viajam na linha tendem a ser radiadas, e assim a abertura funciona como uma antena, como é possível ver na figura 2.1.[3]

Pode-se caracterizar uma antena através dos seus principais parâmetros, tais como: diagrama de radiação, ganho, eficiência, directividade, impedância de entrada, área efectiva e largura de banda [2].

### 2.1.1 Parâmetros fundamentais das antenas

**Diagrama de Radiação** É necessariamente importante para uma determinada antena ter a noção de como ela emite ou recebe as ondas electromagnéticas. O diagrama de radiação de uma antena contém a representação das suas características de radiação em função da direcção, indicando a forma como a antena distribui a potência pelo espaço circundante, para tal é comum usar-se um sistema de coordenadas esféricas.

Existem antenas cujos diagramas de radiação apresentam características isotrópicas, que se caracterizam pelo facto da antena ter uma radiação igual em todas as direcções; omnidireccionais, onde existe um plano onde a radiação é constante e máxima; ou então, antenas com diagrama de radiação directivo, que se caracterizam pela existência de um lobo principal.

Para caracterizar a forma de radiação de uma antena, existem dois planos de extrema importância, um deles é o plano horizontal ( $\theta = 90^\circ, 0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$ ) sendo o outro o plano vertical ( $\phi = \text{const.}, 0 \leq \theta \leq 180^\circ$ ).

Actualmente, com as ferramentas computacionais disponíveis é fácil visualizar, mesmo a três dimensões, o diagrama de radiação de uma antena.

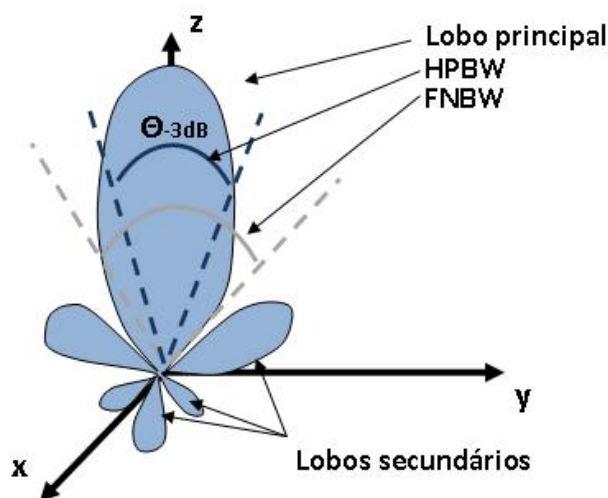


Figura 2.2: Diagrama de radiação

Num diagrama de radiação podemos, muitas vezes, identificar um ou vários lobos principais, que estão associados à direcção de máxima radiação, e também lobos secundários. Nas mais diversas aplicações das antenas, no geral, é conveniente haver a menor quantidade possível de lobos secundários para assim minimizar a energia desperdiçada.

Uma medida da intensidade dos lobos secundários relativamente ao lobo principal é denominada por Nível de Lobos Secundários.

Num diagrama de radiação importa também caracterizar a largura de feixe ou largura do lobo principal. As mais usuais são a largura de feixe a meia potência (HPBW - Half power beam width) e a largura de feixe entre os primeiros nulos (FNBW - first null beam width).

A largura de feixe a meia potência, ou também denominada largura de feixe a -3dB, é o ângulo entre as direcções para as quais a intensidade de radiação é metade da intensidade máxima, enquanto que a largura de feixe entre os primeiros nulos é a largura entre as direcções para as quais ocorrem os primeiros nulos do diagrama de radiação, como mostra a figura 2.2.

**Directividade** A directividade é um parâmetro que descreve o modo como uma antena radia energia, ou seja, a concentração da energia radiada por uma antena numa determinada direcção. No entanto, nem toda a energia fornecida à antena é radiada visto haver perdas. Uma antena de grande directividade concentra num ângulo sólido reduzido toda a sua potência radiada. A directividade é dada pela relação entre a intensidade de radiação produzida pela antena numa determinada direcção e a intensidade de radiação que seria produzida por uma antena isotrópica radiando igual potência. Sendo  $U(\theta, \phi)$  a intensidade de radiação, temos que,

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

**Ganho** O ganho de uma antena é a relação entre a intensidade de radiação que a antena produz numa determinada direcção e a intensidade de radiação produzida por uma antena isotrópica sem perdas, alimentada com a mesma potência.

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.2)$$

A partir dos dois conceitos acima expostos, pode-se concluir que o ganho está relacionado com a directividade, uma vez que a directividade mede as propriedades direccionais da antena e o ganho além de ter em conta as propriedades direccionais também leva em conta a eficiência de radiação (ou rendimento), ou seja, o que distingue o ganho da directividade é a eficiência da antena.

**Eficiência** A eficiência de radiação de uma antena é a medida que contabiliza as perdas ocorridas na antena, ou seja, é a relação entre a potência fornecida e a potência radiada pela antena.

Seja  $\eta$  a eficiência, então temos que,

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (2.3)$$

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad 0 \leq \eta \leq 1 \quad (2.4)$$

**Impedância de entrada** A impedância de entrada é uma característica intrínseca da antena, depende da geometria da antena, do ambiente que a rodeia e também da frequência, pelo que a adaptação da antena à linha só se consegue numa determinada banda de frequências. Devido a estes factores, a não ser para antenas simples que seja conhecida uma expressão analítica, a impedância de entrada é obtida experimentalmente ou através de simulação.

Para o caso de uma antena em emissão, a impedância de entrada da antena é composta por uma parte real e uma parte imaginária.

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (2.5)$$

A parte real desta impedância pode ser modelada pela soma de dois dispositivos que dissipam potência, dissipação por radiação representada por  $R_r$  (resistência de radiação) e a dissipação nos condutores e dieléctricos representada por  $R_p$  (resistência de perdas).

$$R_a = R_r + R_p \quad (2.6)$$

**Área efectiva** Define-se área efectiva  $A_e$  como uma área que, colocada no mesmo local que a antena, captaria a mesma potência  $P_r$ , como é visível na figura 2.3. Associadas às ondas electromagnéticas que incidem numa antena está uma densidade de potência  $S$ .

$$A_e = \frac{P_r}{S} \quad (2.7)$$



Figura 2.3: Área efectiva

**Largura de banda** A largura de banda de uma antena pode ser definida como a gama de frequências dentro da qual o seu desempenho em relação a uma ou mais propriedades da antena tem um valor aceitável.

Como a maioria dos parâmetros que definem uma antena variam com a frequência, pode-se definir a largura de banda com base em qualquer desses parâmetros acima expostos ou num conjunto deles, largura de feixe, ganho, eficiência, polarização, impedância de entrada, etc. Nesta dissertação iremos considerar largura de banda, à gama de frequências para a qual a desadaptação de impedâncias ( $S_{11}$ ) estiver abaixo de -10dB. Ou ainda no caso da polarização, consideremos a gama para a qual a rejeição da polarização cruzada for superior a 15dB.

## 2.2 Antenas Impressas (*microstrip*)

### 2.2.1 Introdução

Actualmente e cada vez mais surge a necessidade de usar as comunicações móveis e sem fios em determinados projectos, com especificações que impõem restrições como o baixo peso e custo, o bom desempenho, tamanhos reduzidos, facilidade de instalação, sendo necessárias antenas de baixo perfil, onde surgem, em elevado plano as antenas impressas (*microstrip*).

As antenas *microstrip* começaram a receber uma maior atenção a partir de 1970, inicialmente em aplicações espaciais, sendo hoje usadas nas mais diversas aplicações comerciais[4]. Uma antena impressa é constituída por uma camada de substrato dieléctrico coberto em ambos os lados por um material condutor. Normalmente, como mostra a figura 2.4, um dos lados é todo preenchido por material condutor, funcionando como plano de massa enquanto que no lado oposto apenas uma parte é preenchida, funcionando este como elemento radiante.

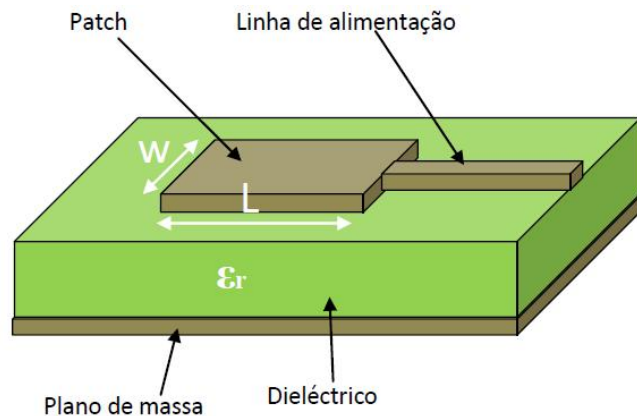


Figura 2.4: Antena *microstrip*

Este tipo de antenas contemplam um conjunto de características vantajosas que fazem delas uma das mais adequadas em terminais móveis para comunicações sem fios, tais como: adaptabilidade a quase todo o tipo de superfícies; a simplicidade e custo de fabrico muito reduzido, visto que o seu processo de fabrico é muito semelhante ao que se usa nos circuitos impressos e versatilidade em termos de forma, frequência de ressonância, polarização e mesmo impedância.

Contudo, este tipo de antenas também têm algumas características desvantajosas, sendo as principais o seu baixo rendimento, a sua restrita largura de banda e o acoplamento interno entre elementos de um agregado. Estas antenas, quando funcionam como elemento isolado, apresentam uma directividade moderada, não suportam potências muito elevadas, e apenas podem radiar segundo um hemisfério.

De forma a compensar algumas destas características desvantajosas, melhorando o ganho e outras características de radiação, este tipo de antenas são muito usadas em agregados.

As antenas *microstrip* têm actualmente diversas aplicações, das quais se destacam a aplicação na indústria aeronáutica, satélites e fabrico de mísseis mas também aplicações comerciais como as comunicações móveis, WLANs, ou GPS[5].

### 2.2.2 Substrato

Numa antena *microstrip* o substrato dielétrico tem um papel importante, uma vez que serve de suporte físico à estrutura e também está directamente ligado à maneira como a antena vai operar. Dependendo do tipo de substrato, a estrutura pode ter características predominantemente de radiação ou de transmissão. No caso das antenas impressas, o substrato deve ser tal que a estrutura funcione como elemento radiante, por isso o substrato deve ter uma espessura maior e constante dielétrica menor, ao contrário das linhas de transmissão tipicamente construídas em substratos finos e de alta constante dielétrica.

Actualmente, existe no mercado uma grande variedade de substratos previamente metalizados em ambas as faces, apresentando diversas espessuras e constantes dielétricas, no caso desta dissertação foi usado um substrato com uma espessura ( $h$ ) de 0.787mm, uma constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) de 2.17 e uma tangente de perdas( $tg\delta$ ) de 0.0009.

### 2.2.3 Tipos de Ondas em Antenas *microstrip*

Numa antena *microstrip* ou em qualquer estrutura impressa, podem-se propagar quatro tipos de ondas, como se encontra na figura 2.5, são elas as ondas espaciais, ondas guiadas, ondas superficiais ou ondas de fuga .

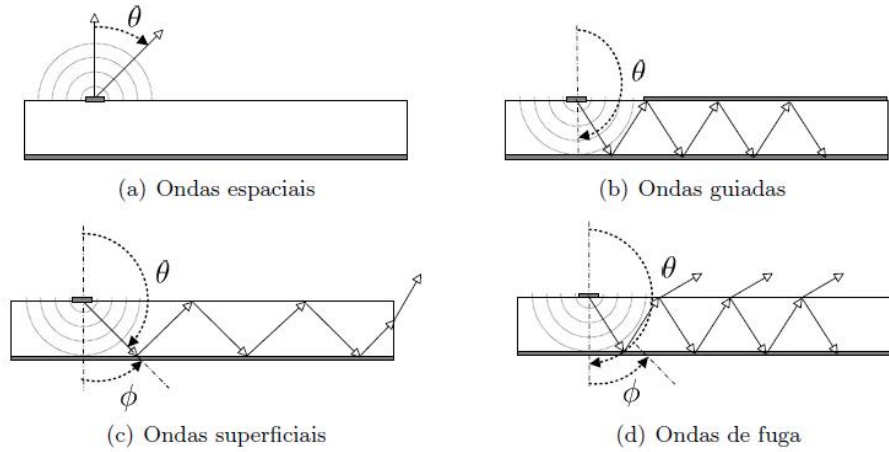


Figura 2.5: Tipos de ondas em antenas *microstrip*[6]

**Ondas espaciais** - São as ondas enviadas directamente para o espaço, transmitidas segundo um ângulo  $\theta$ , tal que:

$$0 < \theta < \pi/2$$

**Ondas guiadas** - Quando existe um plano condutor no mesmo plano da antena, ficamos com uma estrutura do tipo *guia de onda* de planos paralelos. As ondas guiadas são o tipo de ondas implícito nas linhas de transmissão.

**Ondas superficiais** - São as ondas radiadas pelo elemento condutor na direcção do substrato com um ângulo  $\theta$  tal que:

$$\pi/2 < \theta < (\pi - \phi) \quad \phi = \sin^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$$

Estas ondas vão se propagar na direcção do plano de massa, sendo reflectidas por este. Por sua vez, como mostra a figura 2.5c), estas ondas reflectidas vão atravessar o substrato e incidir na superfície superior deste, sendo novamente reflectidas na direcção do plano de massa.

Ambas as reflexões são totais, uma vez que o plano de massa é um condutor perfeito e a reflexão da onda na superfície dieléctrica é feita num ângulo dentro do ângulo limite para estarmos perante uma reflexão total.

Como a energia contida nestas ondas fica retida na estrutura impressa, estas contribuem para uma diminuição da energia radiada, pelo que provocam a perda de eficiência da antena, devendo ser minimizadas.

**Ondas de fuga** - As ondas de fuga são semelhantes às ondas superficiais sendo radiadas pelo elemento radiante na direcção do substrato, mas agora segundo um ângulo  $\theta$  tal que:

$$(\pi - \phi) < \theta < \pi \quad \phi = \sin^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$$

O ângulo de incidência no plano dieléctrico - ar encontra-se agora fora do ângulo limite para uma reflexão total pelo que agora uma parte da energia relativa à onda é reflectida enquanto que outra parte é radiada.

## 2.2.4 Métodos de Alimentação

Para alimentar as antenas *microstrip* existe um vasto conjunto de técnicas usadas como a alimentação por linha de transmissão, por cabo coaxial, por fenda, por acoplamento ou mesmo por linha enterrada, cada uma com características próprias, vantagens e desvantagens dependendo da aplicação.

### Alimentação por linha de transmissão

A maneira mais simples para alimentar uma antena é ligando uma linha de transmissão ao terminal da antena, tal como mostra a figura 2.6 a). Devido ao tipo de substrato utilizado (para favorecer a radiação da antena) ser o oposto do tipo de substrato que permite uma boa transmissão (para alimentar a antena), este vai introduzir inconvenientes neste método de alimentação, uma vez que ao colocar a linha de alimentação no mesmo plano da patch, o diagrama de radiação da antena vai sofrer uma degradação devido à linha de alimentação.

Pode-se ainda abrir uma pequena reentrância na antena, como se mostra na figura 2.6 b), por forma a alimentá-la num ponto mais interior que permita obter outros valores de impedância de entrada e, por consequência, uma imediata adaptação à linha de transmissão.

Usando este método para alimentar uma antena, é preciso sempre ter um compromisso na escolha do tipo de substrato a utilizar, para que este não prejudique a radiação da antena e também que permita uma razoável propagação na linha de transmissão que a alimenta.

### Alimentação por cabo coaxial

Outra forma de alimentar uma antena *microstrip* é como se observa na figura 2.7, por cabo coaxial, em que o elemento atravessa o substrato ligando à patch num ponto que permita a

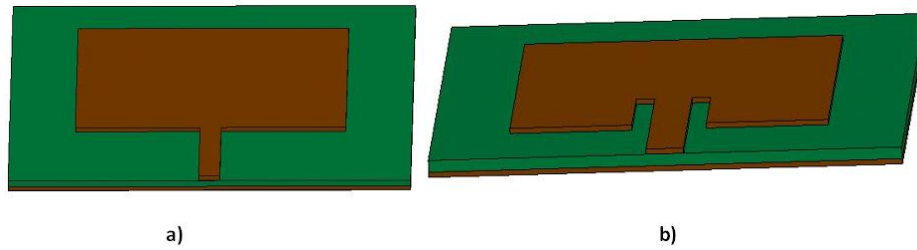


Figura 2.6: Antena *microstrip* com alimentação por linha de transmissão a) simples b) com reentrância

adaptação do cabo à antena.

Uma vez que o cabo não radia e que a alimentação é feita no plano oposto ao plano de radiação da antena, não existe qualquer tipo de degradação do diagrama de radiação da antena, e além disso o tipo de substrato a utilizar pode ser o que permite as melhores características de radiação da antena, já que este não tem influência na forma de alimentar a antena.

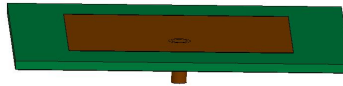


Figura 2.7: Antena *microstrip* com alimentação por cabo coaxial

### Alimentação por fenda

Na alimentação por fenda, como mostra a figura 2.8, existem dois tipos de substrato, separados por um plano de massa. Um dos substratos é fino e com constante dielétrica alta, com características de transmissão, com o qual se associa a linha de alimentação da antena, enquanto que o outro, um substrato mais grosso e com constante dielétrica baixa, com características de radiação, fica associado o elemento radiante. Assim tem-se as necessidades de transmissão e de radiação da antena satisfeitas.

De forma a haver acoplamento electromagnético entre a linha e o elemento radiante é feita uma fenda no plano de massa. Este tipo de alimentação tem no entanto como desvantagem, a complexidade de fabrico bem como a necessidade de um alinhamento perfeito entre a fenda, a linha e o elemento radiante.

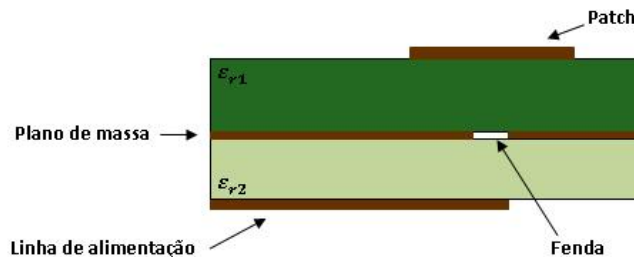


Figura 2.8: Antena *microstrip* com alimentação por fenda



### 2.2.5 Métodos de análise

Contrariamente às antenas mais elementares (dipolo eléctrico, antena linear, etc..), não é possível estudar este tipo de antenas de forma simples a partir das equações de Maxwell, devido à estrutura de uma antena *microstrip* não ser homogénea.

Para analisar as antenas *microstrip* são usados vários métodos de análise aproximados para estimar os vários parâmetros e o desempenho da antena, dividindo-se esses métodos em dois grupos:

- Modelos baseados em estruturas físicas já conhecidas aos quais está associada uma complexidade matemática moderada
  - estes métodos tratam a antena de forma aproximada e não são muito precisos.
  - permitem através de expressões muito simples chegar a uma primeira aproximação para o projecto da antena.
  - permitem compreender o princípio físico do funcionamento da antena.
  - exemplos:
    - \* método da cavidade
    - \* método da linha de transmissão
- Modelos baseados em métodos numéricos para resolver as equações de Maxwell aplicadas à estrutura em estudo
  - a aplicação deste método requer uma capacidade de cálculo bastante grande pelo que a sua aplicação obriga ao recurso a computadores.
  - os resultados obtidos por estes métodos são mais próximos da realidade.
  - exemplos:
    - \* método dos momentos (MoM)
    - \* método das diferenças finitas (FDTD)
    - \* método dos elementos finitos (FEM)

Para estudar os parâmetros relativos às antenas *microstrip* e o seu funcionamento usar-se-á o método da linha de transmissão.

**Método da linha de transmissão** O Método da linha de transmissão [2] é extremamente simples e com pouca complexidade matemática. Apresenta um rigor suficiente para estimar a impedância de entrada e a frequência de trabalho da antena em função dos parâmetros físicos da antena ( $W, L, h$ ), constante dieléctrica e a posição do ponto de alimentação, no entanto apenas é aplicável em estruturas rectangulares.

O método da linha de transmissão modela a antena como sendo um conjunto de duas fendas estreitas e radiantes, paralelas de comprimento  $W$  e largura  $h$ , separadas por uma linha de transmissão de comprimento  $L$  e impedância característica  $Z_0$ , como ilustra a figura 2.9.

Numa antena *microstrip*, devido ao seu comprimento ser finito, existem linhas de campo de fuga fora da parte radiante como é visível na figura 2.10, linhas estas que estão relacionadas com os parâmetros da antena ( $L, W, h, \epsilon_r$  e  $f_r$ ) e que por sua vez fazem com que o tamanho

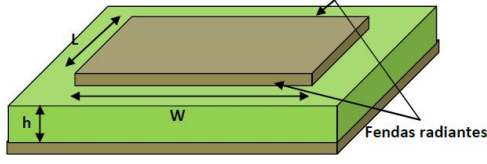


Figura 2.9: Antena *microstrip* rectangular - fendas radiantes

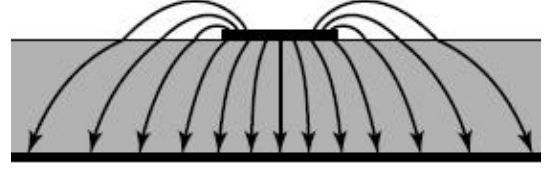


Figura 2.10: Linhas de campo numa antena *microstrip*[2]

eléctrico da estrutura seja superior ao tamanho físico. Este facto leva a inserir os conceitos de constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{reff}$ ), largura efectiva ( $W_{eff}$ ) e comprimento efectivo ( $L_{eff}$ ).

O parâmetro  $\epsilon_{reff}$  deve-se ao facto da estrutura radiante estar inserida num meio não homogéneo, em que de um lado contém substrato dieléctrico e do outro lado contém ar, havendo linhas de campo a percorrer os dois meios. Por definição,  $\epsilon_{reff}$  é o valor da constante dieléctrica de tal modo que a estrutura real imersa num meio não homogéneo tenha um comportamento idêntico a uma estrutura imersa num meio homogéneo de constante dieléctrica  $\epsilon_{reff}$ . Para valores de frequência relativamente baixos (até 10GHz), o valor de  $\epsilon_{reff}$  é aproximadamente constante e dado pela equação 2.8. Quanto menor for o valor de  $\epsilon_r$ , mais próximo deste vai ser o valor de  $\epsilon_{reff}$ .

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.8)$$

Quanto aos valores de  $W_{eff}$  e  $L_{eff}$  dizem respeito à largura eléctrica e comprimento eléctrico da antena.

Como se pode ver na figura 2.11, o comprimento físico  $L$ , deve ser calculado (eq 2.9) tendo em conta com o efeito das linhas de fuga, ou seja, o comprimento efectivo ( $L_{eff}$ ) é o aumento do comprimento real da antena devido ao efeito das linhas de fuga  $\Delta L$  (eq 2.10).

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (2.9)$$

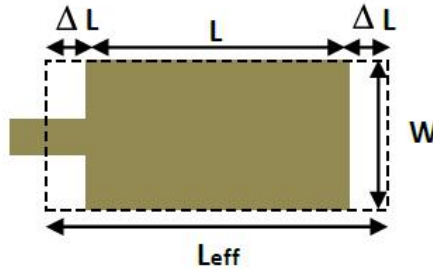


Figura 2.11: Comprimento físico e efectivo de uma antena *microstrip*

$$\Delta L = \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.10)$$

Para uma antena eficiente, é usual usar como largura  $W$ ,

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.11)$$

sendo  $v_0$  a velocidade da luz no vázio.

Uma estrutura *microstrip* pode ter vários modos de funcionamento, no entanto o modo principal  $TM_{010}^x$  tem uma frequência de ressonância ( $f_r$ ) dada pela equação 2.12, levando em conta já o efeito das linhas de fuga.

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.12)$$

Uma antena pode ser tratada como duas cargas (fendas), unidas por uma linha de transmissão de comprimento  $L$ .

A impedância de entrada da antena *microstrip* pode ser aproximada por[6]

$$Z_{in} = \frac{60\lambda_0}{W} \quad (2.13)$$

A impedância de entrada de uma antena *microstrip*, para além de depender de  $W$ , depende também do ponto onde é feita a alimentação. Como mostra a figura 2.12, a impedância de entrada na antena  $Z_{in}$  varia ao longo da distância  $L$ , de maneira que nos bordos temos um circuito aberto e portanto uma impedância máxima, e à medida que se aproxima do centro da antena o valor da impedância vai descendo e no centro terá mesmo um curto-circuito (impedância nula).

Para se obter uma adaptação imediata da antena à linha de alimentação, como mostra a figura 2.13, é necessário saber qual o ponto  $y_0$  no interior da antena para o qual se obtém uma determinada impedância de entrada  $Z'_{in}$  dada pela equação 2.14.

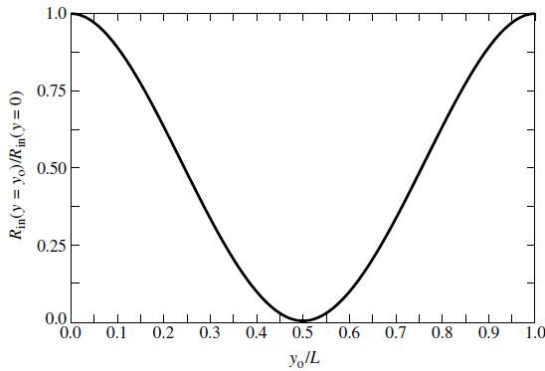


Figura 2.12: Impedância de uma antena *microstrip* ao longo de  $L$ [2]

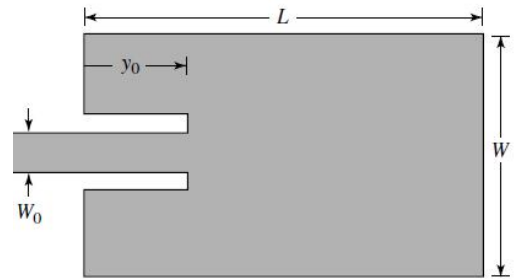


Figura 2.13: Antena *microstrip* com adaptação imediata à linha[2]

$$Z'_{in} = Z_{in} \cos^2\left(\frac{\pi y}{L}\right) \quad (2.14)$$

## 2.3 Polarização

Toda a onda electromagnética é composta por dois campos, eléctrico e magnético, uma vez que um implica a existência do outro, situados em planos ortogonais e variando em fase, como ilustra a figura 2.14. Estes campos propagam-se em qualquer dieléctrico com uma determinada velocidade de propagação, que no vazio corresponde à velocidade da luz.

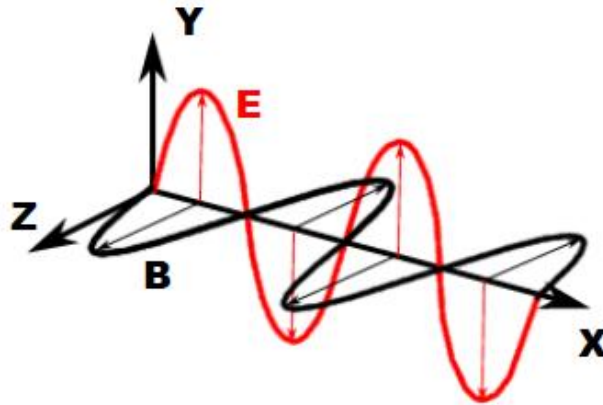


Figura 2.14: Onda electromagnética

Uma importante propriedade das ondas electromagnéticas é a sua polarização, que é definida como a orientação do vector campo eléctrico que varia ao longo do tempo [7]. Com vista a se obter a máxima transferência de potência, numa comunicação entre duas antenas, torna-se necessário que a antena receptora contenha a mesma polarização que a antena emissora. Caso isso não aconteça haverá uma perda parcial e no caso extremo das antenas estarem com polarizações ortogonais a perda do sinal será total.

Portanto, pode-se definir polarização de uma antena como sendo a polarização da onda electromagnética emitida segundo uma determinada direcção (em emissão), ou como sendo a polarização de uma onda que incidindo segundo uma determinada direcção, que permite obter a máxima transferência de potência possível (em recepção).

Quando estamos perante uma situação em que a polarização da onda incidente não está adaptada à polarização da antena receptora, diz-se que há uma desadaptação de polarização, sendo a energia captada pela antena inferior à que seria captada caso não houvesse desadaptação.

A figura geométrica traçada pelo vector campo eléctrico, num certo ponto do espaço, ao longo do tempo e na direcção de propagação é denominada por curva de polarização.

A polarização de uma onda electromagnética pode-se classificar relativamente à figura geométrica obtida no plano perpendicular à direcção de propagação da onda em três grupos: Polarização linear, circular ou elíptica, como ilustra a figura 2.15. No caso geral, a curva de polarização tem a forma de uma elipse, denominando-se polarização elíptica, embora na presença de um conjunto de condições particulares fazem com que esta elipse degenere em outras formas, circunferência, obtendo-se polarização circular, ou numa recta, obtendo-se polarização linear [3].

Numa polarização linear, em cada instante o módulo do campo eléctrico varia harmonicamente, mas a sua direcção é sempre a mesma. No caso de uma polarização circular, o módulo do vector campo eléctrico permanece constante ao longo do tempo, mas o ângulo que ele forma com o eixo varia linearmente no tempo com velocidade angular  $\omega$ , em que o sentido de rotação determina se a polarização é circular esquerda ou direita.

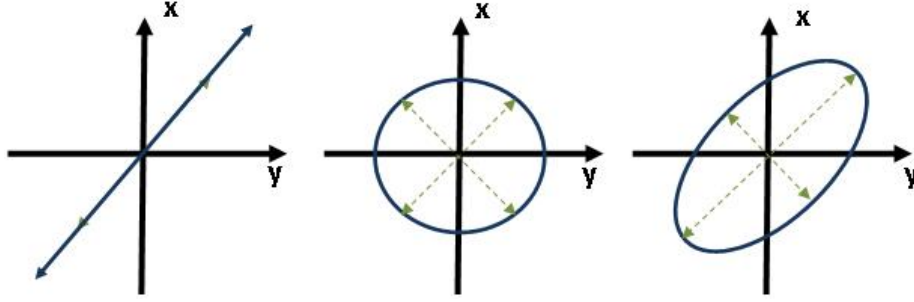


Figura 2.15: Polarização Linear / Circular / Elíptica

Quanto ao sentido, se o sentido do vector campo eléctrico é igual ao sentido de rotação dos ponteiros do relógio, a polarização é denominada por polarização direita, pelo contrario, se o sentido de rotação do vector campo eléctrico é o oposto ao de rotação dos ponteiros do relógio a polarização é esquerda.

### 2.3.1 Determinação do tipo de polarização

Considere-se uma onda plana a propagar-se segundo a direcção  $\vec{a}_z$ .

O vector campo eléctrico tem componentes segundo  $\vec{a}_x$  e  $\vec{a}_y$  sendo dado por:

$$\vec{E}(z, t) = E_x(z, t)\vec{a}_x + E_y(z, t)\vec{a}_y \quad (2.15)$$

sendo,

$$\begin{cases} E_x(z, t) = E_{xo} \cos(\omega t - kz + \phi_x) \\ E_y(z, t) = E_{yo} \cos(\omega t - kz + \phi_y) \end{cases}$$

em que  $E_{xo}$  e  $E_{yo}$  são as amplitudes máximas e  $\phi_x$  e  $\phi_y$  as correspondentes fases.

As amplitudes são valores complexos na forma:

$$\begin{cases} \vec{E}_x = E_{xo} e^{j\phi_x} \\ \vec{E}_y = E_{yo} e^{j\phi_y} \end{cases}$$

Define-se Razão de Polarização P, como a razão entre as amplitudes complexas:

$$P = \frac{\vec{E}_y}{\vec{E}_x} = \frac{E_{yo}}{E_{xo}} e^{j(\phi_y - \phi_x)} = \frac{E_{yo}}{E_{xo}} e^{j\Delta\phi}$$

Com a diferença de fase  $\Delta\phi$  podemos facilmente saber quer o tipo de polarização existente, quer o sentido da polarização visto que se:

$$\begin{cases} \Delta\phi < 0 & \text{Polarização direita} \\ \Delta\phi > 0 & \text{Polarização esquerda} \end{cases}$$

Quando o tipo de polarização de uma onda electromagnética é linear, sabemos que as duas componentes do campo eléctrico ou estão em fase ou estão em oposição de fase, então

$$\Delta\phi = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

pelo que tem-se uma razão de polarização puramente real,  $P = p$ , ( $p$  real).

Para se obter polarização circular, é necessário ver respeitadas duas condições, as amplitudes das componentes do vector campo eléctrico têm que ser iguais  $|E_x| = |E_y|$  e a diferença de fase entre as componentes  $\Delta\phi$  múltipla de  $\frac{\pi}{2}$ ,

$$\Delta\phi = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} - 2n\pi & n=0,1,2,\dots \text{ Polarização direita} \\ +\frac{\pi}{2} + 2n\pi & n=0,1,2,\dots \text{ Polarização esquerda} \end{cases}$$

pelo que a razão de polarização é puramente imaginária,  $P = e^{\pm j\frac{\pi}{2}} = \pm j$

Caso não se verifiquem as anteriores condições, estamos perante uma polarização elíptica.

### 2.3.2 Relação Axial

No caso mais geral, as antenas radiam ondas electromagnéticas com polarização elíptica, sendo que esta se pode caracterizar através do sentido de rotação e pela relação axial. A relação axial [8] é um parâmetro que permite analisar o tipo de polarização da onda electromagnética, no entanto, não nos indica qual o sentido de rotação.

Considerando o caso genérico de uma polarização elíptica exemplificado na figura 2.16: Define-se a relação axial como

$$AR = \frac{eixomaior}{eixomenor} = \frac{OA}{OB} \quad 1 \leq AR \leq \infty$$

$$AR = \begin{cases} 1 & \text{Polarização circular} \\ \infty & \text{Polarização linear} \\ \text{outro} & \text{Polarização elíptica} \end{cases}$$

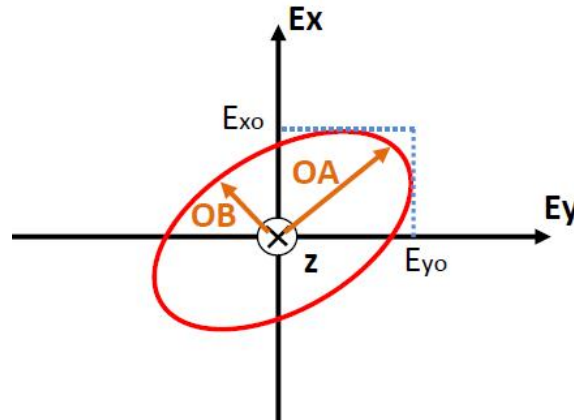


Figura 2.16: Curva de polarização elíptica

A qualidade de uma polarização circular é normalmente quantificada pela relação axial (Axial Ratio - AR) e é expressa muitas vezes em dB.

$$AR_{dB} = 20\log(AR)$$

Para uma boa polarização circular, considera-se suficiente na maioria das aplicações uma relação axial inferior a 3dB, embora o óptimo seja 0 dB.

### 2.3.3 Polarização Circular

Polarização vertical e horizontal são as formas mais simples de polarização da antena e as duas entram numa categoria conhecida como polarização linear. No entanto, é também possível usar polarização circular, visto que esta tem uma série de benefícios em áreas com aplicações nas comunicações em satélites ou radares, onde ajuda a superar os efeitos das anomalias de propagação, reflexões no solo e também no caso dos satélites, onde existem problemas com a polarização linear uma vez que existe um desconhecimento sobre a orientação das antenas.

As antenas apresentam polarização circular quando as duas componentes ortogonais do vector campo eléctrico apresentam igual amplitude e uma diferença de fase de  $\pm 90^\circ$ , sendo o sentido dado pelo sinal.

As antenas *microstrip* apresentam uma grande flexibilidade e uma grande variedade de técnicas e formas para se obter este tipo de polarização. Embora na sua forma básica normalmente as antenas *microstrip* fornecem polarização linear, a polarização circular pode ser obtida, de acordo com a figura 2.17, através de algumas alterações à geometria base da antena e/ou à forma de alimentação, com uma ou mais linhas de alimentação.

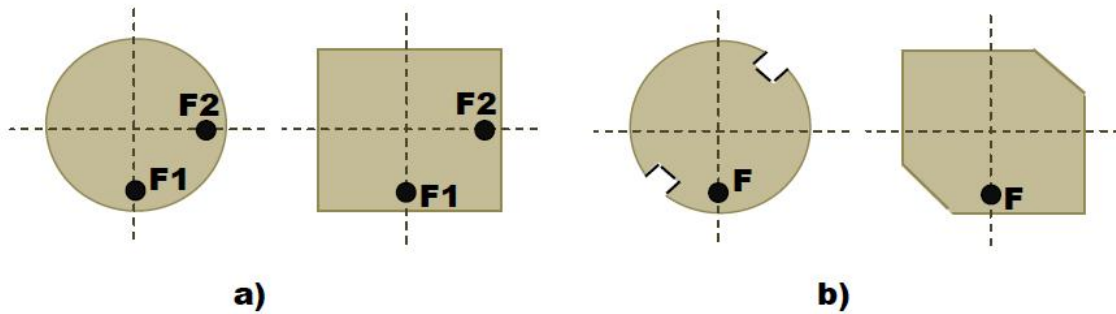


Figura 2.17: Polarização Circular a) dupla alimentação b) alimentação simples

Várias sugestões são dadas para gerar polarização circular com dupla alimentação, das quais se destacam o modelo híbrido e o divisor de potência como mostra a figura 2.18 [9].

Para superar as complexidades inerentes ao regime de dupla-alimentação, a polarização circular também pode ser alcançada com uma única alimentação. Uma forma de o conseguir é alimentar a patch num único ponto, e excitar dois modos ortogonais com uma diferença de fase de  $90^\circ$ , com a introdução de uma assimetria na estrutura da antena, tal como é visível na figura 2.19.[2][10]

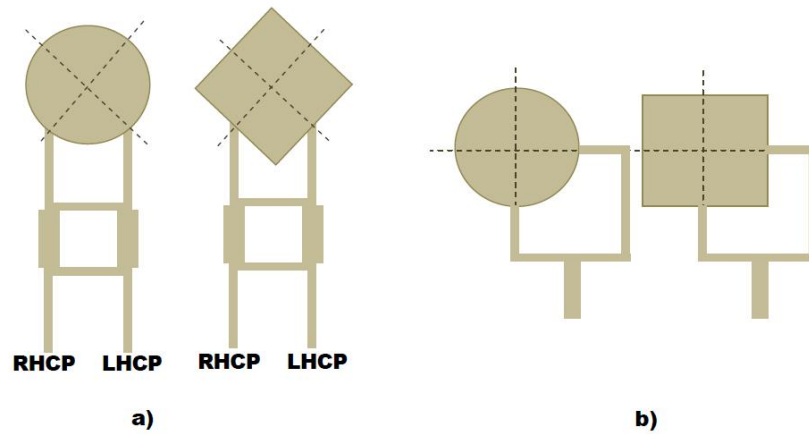


Figura 2.18: Dupla alimentação a) híbrido b) divisor de potência

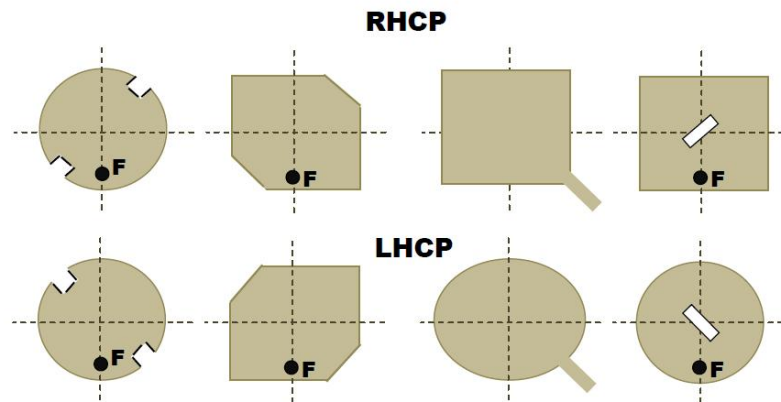


Figura 2.19: Polarização Circular com alimentação simples

## 2.4 Agregados de Antenas

De um modo geral, o diagrama de radiação de uma única antena contém um lobo que é relativamente largo, e estas por si só fornecem uma baixa directividade e ganho. Como na maioria das aplicações é necessário projectar antenas com uma directividade e ganho maior, de forma a se poder efectuar a comunicação a uma grande distância, a maneira mais simples e usada para satisfazer estas necessidades é agrupando várias antenas em agregados, com uma determinada geometria, permitindo ter um melhor controlo do diagrama de radiação da antena [4].

Os agregados são formados por várias antenas, normalmente iguais, por ser mais prático e simples, dispostas sob uma determinada configuração geométrica e alimentadas de maneira a dirigir a energia para um local pretendido, produzindo nesse local uma densidade de potência desejada. O campo eléctrico total do agregado é determinado pela soma vectorial dos campos radiados pelos diversos elementos.



De forma a termos um diagrama de radiação mais directivo, é necessário que os campos dos vários elementos interfiram de forma construtiva na direcção de máxima radiação e de forma destrutiva forma dela.

Existe uma série de factores, através dos quais se pode ajustar, por forma a termos o diagrama de radiação desejado para o agregado, tais como: o elemento que se usa (*FE* - *factor de elemento*), a disposição geométrica do agregado, a distância entre elementos, o número de elementos, e alimentação dos vários elementos (*FA* - *factor de agregado*).

### 2.4.1 Agregado Linear e Uniforme

Um agregado é linear e uniforme [2][3] se é composto por elementos idênticos, dispostos ao longo de um eixo, com igual espaçamento entre eles, e alimentados com correntes de igual amplitude e iguais diferenças de fase.

Na figura 2.20 está representado um agregado linear e uniforme de  $N$  elementos, dispostos ao longo do eixo  $zz$ , separados por uma distância  $d$  e com uma diferença de fase de  $\alpha$ . Para perceber o conceito e obter-se o factor de agregado, irá-se usar cada elemento como sendo uma fonte isotrópica. Posteriormente ao escolher-se o elemento a usar, basta recorrer à multiplicação dos diagramas de radiação.

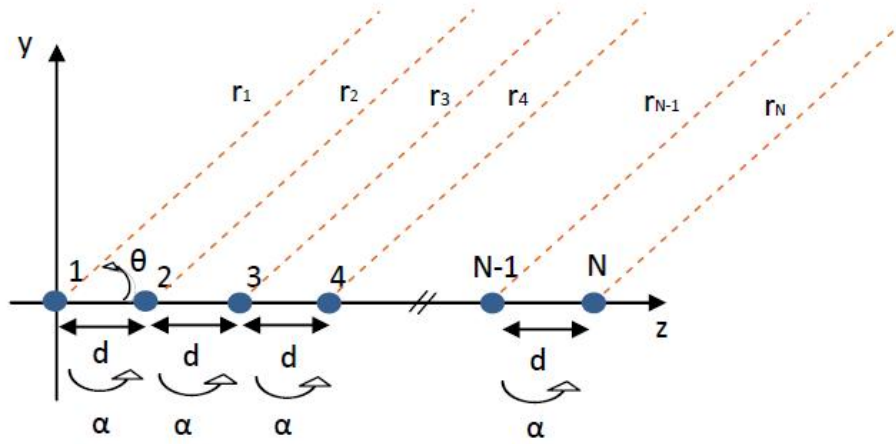


Figura 2.20: Agregado Linear e Uniforme de  $N$  elementos separados por uma distância  $d$  e com uma diferença de fase  $\alpha$

Uma fonte isotrópica radia um campo  $E$  quando excitada por uma corrente  $I$ :

$$E = I \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad I = Ie^{j\phi} \quad (2.16)$$

Como estamos perante um agregado linear e uniforme temos que,

$$I_1 = Ie^{j\phi_1}; \quad I_2 = Ie^{j\phi_2}; \quad \dots \quad I_{N-1} = Ie^{j\phi_{N-1}}; \quad I_N = Ie^{j\phi_N}$$

com,

$$(\phi_2 - \phi_1) = (\phi_3 - \phi_2) = \dots = (\phi_N - \phi_{N-1}) = \alpha$$

então para cada elemento o campo é

$$E_1 = Ie^{j\phi_1} \frac{e^{-j\beta r_1}}{4\pi r_1}; \quad E_2 = Ie^{j\phi_2} \frac{e^{-j\beta r_2}}{4\pi r_2}; \quad E_N = Ie^{j\phi_N} \frac{e^{-j\beta r_N}}{4\pi r_N}; \quad (2.17)$$

Simplificando:

$$\begin{aligned} \phi_2 &= \phi_1 + \alpha; \\ \phi_3 &= \phi_2 + \alpha = \phi_1 + 2\alpha; \\ \phi_N &= \phi_{N-1} + \alpha = \phi_1 + (N-1)\alpha; \end{aligned}$$

O campo numa zona distante de radiação, onde  $r \gg d$ , admitindo raios paralelos, no que diz respeito à fase tem-se:

$$\begin{aligned} \theta &\cong \theta_1 \cong \theta_2 \cong \dots \cong \theta_n \\ &\text{e em termos de amplitude,} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} r_2 &= r_1 - d \cos \theta \\ r_3 &= r_2 - d \cos \theta = r_1 - 2d \cos \theta \\ r_N &= r_{N-1} - d \cos \theta = r_1 - (N-1)d \cos \theta \end{aligned}$$

pelo que:

$$r_1 \cong r_2 \cong \dots \cong r_N$$

Como o campo produzido pelo agregado é a sobreposição dos campos gerados pelos vários elementos, ou seja,

$$E_T = \sum_{n=1}^N E_n \quad (2.18)$$

substituindo, o campo total fica:

$$E_T = \underbrace{Ie^{j\phi_1} \frac{e^{-j\beta r_1}}{4\pi r_1}}_{FE} \underbrace{[1 + e^{j(\beta d \cos \theta + \alpha)} + \dots + e^{j(n-1)(\beta d \cos \theta + \alpha)} + \dots + e^{j(N-1)(\beta d \cos \theta + \alpha)}]}_{FA} \quad (2.19)$$

Comprova-se então que o factor de elemento é o diagrama de radiação de uma fonte isotrópica, e o factor de agregado é função do número de elementos N, da distância entre eles e do desfasamento  $\alpha$ .

O factor de agregado de uma maneira mais compactada pode ser escrito como:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\Psi}, \quad \Psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad (2.20)$$

ou ainda, visto tratar-se de uma progressão geométrica de N termos, simplificando e normalizando obtém-se a seguinte expressão para o factor de agregado

$$|FA|_n = \frac{\sin(N\frac{\Psi}{2})}{N \sin(\frac{\Psi}{2})}, \quad \Psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad (2.21)$$

Pode-se também aproximar a expressão do  $|FA|_n$  para a região do lobo principal, ou seja para valores baixos de  $\Psi$  sendo aproximada por

$$|FA|_n = \frac{\sin(N\frac{\Psi}{2})}{N\frac{\Psi}{2}}, \quad \Psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad (2.22)$$

### Características do Factor de agregado

O factor de agregado além de variar com a distância e o desfasamento entre elementos, arrasta em si um conjunto de propriedades que variam com o número de elementos, como se comprova na figura 2.21.

À medida que o número de elementos aumenta:

- O lobo principal fica mais estreito, tornando o diagrama de radiação do agregado mais directivo.
- O número de lobos aumenta
- O nível dos lobos secundários diminui

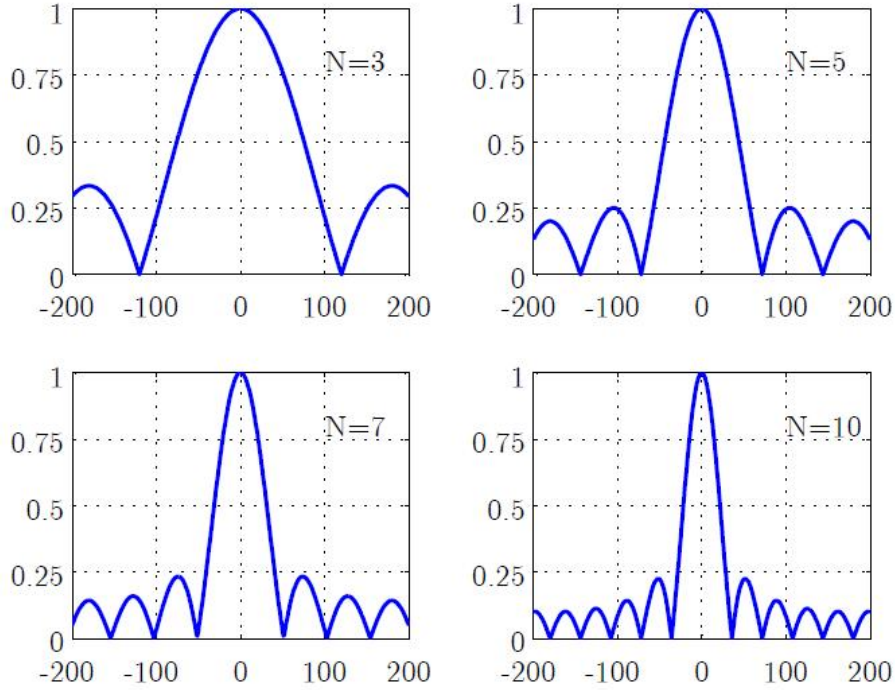


Figura 2.21: Factor de agregado para vários valores de  $N$ [6]

**Máximos** Os valores para o qual o factor de agregado apresenta o valor máximo, ocorrem quando

$$\frac{\Psi}{2} = \pm m\pi \Rightarrow \Psi = \pm 2m\pi \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.23)$$

Portanto,

$$\beta d \cos \theta_{max} + \alpha = \pm 2m\pi \Rightarrow \theta_{max} = \pm \cos^{-1} \left[ \frac{\lambda(\pm 2m\pi - \alpha)}{2\pi d} \right] \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.24)$$

Constata-se que a direcção de máximo varia entre outros com o desfasamento entre elementos  $\alpha$ , portanto, através dele podemos controlar o ângulo para o qual se deseja que um agregado incida a sua direcção de máxima radiação, por exemplo, caso se queira que um determinado agregado tenha o seu máximo para um ângulo  $\theta_x$ , a fase tem que obedecer à condição:

$$\beta d \cos \theta_x + \alpha = \pm 2m\pi \Rightarrow \alpha = -\beta d \cos \theta_x \pm 2m\pi \Rightarrow \alpha = -\beta d \cos \theta_x \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.25)$$

Uma situação importante é saber qual valor de  $\alpha$  para que o máximo ocorra numa direcção transversal ao eixo do agregado, ou seja,  $\theta = 90^\circ$ ,

$$\alpha = -\beta d \cos 90^\circ = 0 \quad (2.26)$$

Conclui-se que um agregado transversal é caracterizado por ter os seus elementos alimentados em fase.

Outra situação importante é saber qual o valor de  $\alpha$  para que o máximo de radiação ocorra segundo o eixo do agregado (agregado longitudinal), neste caso há duas possibilidades de orientar o feixe,  $\theta = 0^\circ$  ou  $\theta = 180^\circ$ .

$$\alpha = -\beta d \cos 0^\circ = -\beta d \quad \alpha = -\beta d \cos 180^\circ = +\beta d \quad (2.27)$$

**Nulos** Os nulos do factor de agregado ocorrem quando o numerador da função  $|FA|_n$  é zero, portanto

$$\sin N \frac{\Psi}{2} = 0 \Rightarrow N \frac{\Psi}{2} = \pm n\pi \Rightarrow \Psi = \pm \frac{2n\pi}{N} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad e \quad n \neq N, 2N, 3N, \dots \quad (2.28)$$

Portanto, a direcção para a qual ocorrem os nulos é

$$\beta d \cos \theta_n + \alpha = \pm \frac{2n\pi}{N} \Rightarrow \theta_n = \pm \cos^{-1} \left[ \frac{\lambda(\pm \frac{2n\pi}{N} - \alpha)}{2\pi d} \right] \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad e \quad n \neq N, 2N, 3N, \dots \quad (2.29)$$

Para um agregado transversal, os ângulos que correspondem às direcções de nulos são:

$$\theta_n = \pm \cos^{-1} \left( \frac{n\lambda}{Nd} \right) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad e \quad n \neq N, 2N, 3N, \dots \quad (2.30)$$

Para um agregado longitudinal, os ângulos correspondentes às direcções dos nulos são:

- Com o feixe orientado na direcção  $\theta = 0^\circ$  ( $\alpha = -\beta d$ ), substituindo em (2.29)

$$\theta_n = \pm \cos^{-1} \left( -\frac{n\lambda}{Nd} + 1 \right) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad e \quad n \neq N, 2N, 3N, \dots \quad (2.31)$$

- Com o feixe orientado na direcção  $\theta = 180^\circ$  ( $\alpha = +\beta d$ ), substituindo em (2.29)

$$\theta_n = \pm \cos^{-1} \left( -\frac{n\lambda}{Nd} - 1 \right) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad e \quad n \neq N, 2N, 3N, \dots \quad (2.32)$$

**Nível do primeiro lobo secundário** O primeiro lobo secundário do factor de agregado ocorre aproximadamente para  $\frac{N\Psi}{2} \approx \pm \frac{3\pi}{2}$ , daqui pode-se obter a partir da função  $|FA|_n$  o nível do primeiro lobo secundário.

$$|FA|_n = \frac{\sin(N\frac{\Psi}{2})}{N \sin(\frac{\Psi}{2})} = \frac{\sin(\pm \frac{3\pi}{2})}{N \sin(\frac{3\pi}{2N})} = \frac{1}{N \sin(\frac{3\pi}{2N})} \quad (2.33)$$

#### Largura de Feixe a meia potência /Largura de Feixe entre os primeiros nulos

- Largura de Feixe a meia potência (*HPBW half power beam width*) - é definida como a diferença entre os ângulos para os quais a densidade de potência radiada é metade da densidade de potência radiada segundo a direcção de máximo, equivale a um campo eléctrico radiado com um valor  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  do seu valor máximo.
- Largura de Feixe entre os primeiros nulos (*FNBW first null beam width*)- trata-se de um parâmetro idêntico à largura de feixe a meia potência, mas agora o ângulo é feito pelas direcções dos primeiros nulos do diagrama de radiação.

Como o campo eléctrico radiado é expresso pelo FA, e na direcção de máximo é aproximado pela equação 2.22, assumindo esta equação o valor  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  para  $\frac{N\Psi}{2} = \pm 1.391$ , portanto temos que os ângulos para as quais ocorrem as direcções de meia potência ( $\theta_h$ ) são dados por:

$$\Psi = \pm \frac{2.782}{N}$$

Pelo que

$$\beta d \cos \theta_h + \alpha = \pm \frac{2.782}{N} \Rightarrow \theta_h = \cos^{-1}[(\pm \frac{2.782}{N} - \alpha) \frac{\lambda}{2\pi d}] \quad (2.34)$$

Portanto, visto que a função é simétrica em torno do seu máximo, a HPBW é dada por:

$$\Theta_h = 2 ||\theta_m| - |\theta_h|| \quad (2.35)$$

Para um agregado transversal,  $\alpha = 0$  e  $\theta_m = 90^\circ$  temos que

$$\theta_h = \cos^{-1}(\pm \frac{2.782\lambda}{2\pi dN}) \quad (2.36)$$

$$\Theta_h = 2 |90^\circ - |\theta_h|| \quad (2.37)$$

Com foi visto anteriormente, os ângulos para os quais existem nulos são dados pela equação 2.30,

$$\theta_n = \pm \cos^{-1}(\frac{n\lambda}{Nd}) \quad n = 0, 1, 2, \dots e \quad n \neq N, 2N, 3N, \dots$$

então temos que para um agregado transversal, a largura de feixe entre os primeiros nulos FNBW é dada por:

$$\Theta_h = 2 |90^\circ - |\theta_n|| \quad (2.38)$$

### 2.4.2 Agregado Planar e Uniforme

Um conjunto de elementos idênticos e colocados segundo um plano, constituem um agregado planar, e se em cada um dos eixos do plano estes elementos estiverem igualmente espaçados e alimentados com uma igual diferença de fase então o agregado é planar e uniforme, como ilustra a figura 2.22 [2].

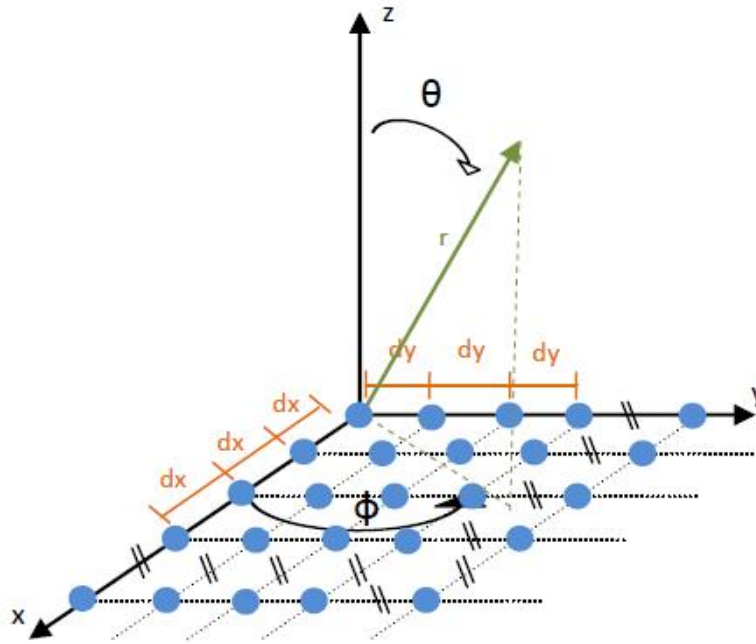


Figura 2.22: Agregado Planar e Uniforme

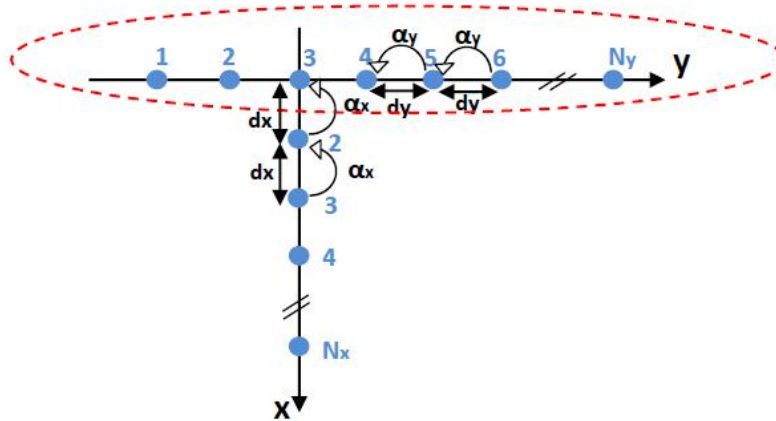


Figura 2.23: Interpretação de um agregado planar

Os elementos do agregado  $N_x \times N_y$  estão dispostos segundo o plano  $xy$ , portanto pode-se considerar como sendo um agregado linear de  $N_x$  elementos alinhados segundo o eixo dos  $xx$ , em que o elemento é um agregado de  $N_y$  elementos alinhados segundo o eixo dos  $yy$ , como indica a figura 2.23 ou vice-versa.

Por exemplo, para o caso anterior, o factor de elemento pode considerar-se um agregado linear e uniforme:

$$FE = |FA|_y = \frac{\sin(N_y \frac{\Psi_y}{2})}{\sin(\frac{\Psi_y}{2})}, \quad \Psi_y = \beta d_y \cos \theta_y + \alpha_y \quad (2.39)$$

com o factor de agregado,

$$|FA|_x = \frac{\sin(N_x \frac{\Psi_x}{2})}{\sin(\frac{\Psi_x}{2})}, \quad \Psi_x = \beta d_x \cos \theta_x + \alpha_x \quad (2.40)$$

pelo que temos portanto um factor de agregado total do agregado planar dado por:

$$FA_T(\theta, \phi) = \frac{\sin(N_y \frac{\Psi_y}{2})}{\sin(\frac{\Psi_y}{2})} \frac{\sin(N_x \frac{\Psi_x}{2})}{\sin(\frac{\Psi_x}{2})}, \quad \Psi_y = \beta d_y \sin \theta \sin \phi + \alpha_y \quad \Psi_x = \beta d_x \sin \theta \cos \phi + \alpha_x \quad (2.41)$$





## Capítulo 3

# Estruturas EBG (Electromagnetic Band-Gap)

### 3.1 Introdução

Nas últimas décadas, as antenas têm sido alvo de um grande desenvolvimento, também devido ao grande desenvolvimento das comunicações sem fios. Com esta evolução aumentam também as necessidades quanto à eficiência, ao tamanho, perfil, largura de banda entre outras características, que são desafios para os engenheiros e fabricantes de antenas.

Novas tecnologias têm imergido, uma das que concentram maior interesse junto da comunidade científica e por isso é uma das mais estudadas são as estruturas EBG.

Estas estruturas foram propostas em estudos para o desenvolvimento de antenas, como uma solução para tentar minimizar os problemas das ondas superficiais nas estruturas impressas, obter antenas de baixo perfil perto dos planos de massa, aumentar de ganho das antenas, reduzir o acoplamento mútuo entre elementos de um agregado, entre outros.

Devido à complexidade de caracterizar estas estruturas através de métodos analíticos, são usados simuladores electromagnéticos para a análise e caracterização destas estruturas, quer através de diagramas de dispersão, quer através das características da fase de reflexão.

### 3.2 Estruturas EBG

Estruturas EBG são estruturas periódicas com grande aplicação nos circuitos de microondas e em antenas. Quando interagem com ondas electromagnéticas produzem determinadas características que previnem ou ajudam a propagação de ondas electromagnéticas numa determinada banda de frequências para todos os ângulos de incidência e para todos os estados de polarização[11]. A sua geometria é que determina as bandas de rejeição de propagação e também a direcção espacial onde a propagação é limitada.

Os EBG são realizados com a conjugação de materiais dieléctricos e materiais condutores, e podem-se dividir em três grupos: estruturas volumétricas 3-D, estruturas planares 2-D e linhas de transmissão unidimensional. Na área das antenas, as estruturas planares 2-D são as mais comuns devido ao baixo custo de fabrico, baixo perfil e peso e será o grupo de estruturas EBG abordado neste trabalho.

Na figura 3.1 é possível ver dois tipos de estruturas planares muito usadas no complemento ao projecto de antenas, que são as estruturas EBG mushroom e as estruturas EBG uni-planar.

[12] As estruturas EBG mushroom são basicamente uma patch de material condutor ligado ao plano de massa por uma via condutora, enquanto que as estruturas uni-planar não contêm vias sendo apenas patches isoladas sobre um dieléctrico, obtendo-se assim maior vantagem com o menor custo de fabrico e a compatibilidade para introduzir directamente os EBGs no circuito microondas ou em redor da estrutura impressa da antena.

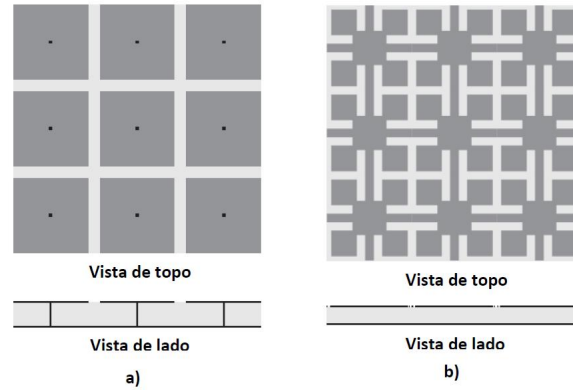


Figura 3.1: Estruturas EBG 2-D : a) estrutura mushroom b) estrutura uni-planar [11]

As estruturas EBG planas quando interagem com as ondas electromagnéticas exibem determinadas propriedades, tais como,

- As estruturas EBG produzem uma banda de frequências (*band gap*) na qual proíbe a propagação de ondas electromagnéticas nessa banda, no caso das estruturas impressas as ondas superficiais .
- Quando a onda electromagnética é uma onda plana, a fase da reflexão do EBG varia com a frequência, contudo a uma determinada frequência a fase de reflexão é  $0^\circ$ , parecendo-se então com um condutor perfeito, uma vez que estes não existem na natureza.

Estas propriedades podem ser estudadas através de simulação e caracterizadas graficamente com a ajuda de diagramas de dispersão e gráficos da fase de reflexão do EBG respectivamente.

### 3.3 Análise de uma estrutura EBG

Para analisar uma célula EBG elementar, existem métodos na literatura que o permitem fazer, tal como o FDTD (*Finite Difference Time Domain*)[11]. No entanto à medida que o número de células vai crescendo na formação de uma rede EBG, a capacidade de simulação necessária cresce exponencialmente quer em tempo quer em memória, e o modelo FDTD não se torna eficiente na simulação.

A solução usada no estudo de redes de EBG passa por estudar uma única célula EBG com condições fronteira periódicas, PBCs (*Periodic Boundary Condition*) mantendo o método de estudo de uma única célula, assim desta forma o estudo das estruturas EBG tornam-se mais eficientes.

Para analisar as propriedades de propagação de uma onda electromagnética, um parâmetro importante é o número de onda  $k$ . Numa situação onde não existem perdas na propagação, o número de onda é igual à constante de propagação  $\beta$  ( $k=\beta$ ).

Para a propagação de ondas superficiais numa superfície dieléctrica ou numa estrutura EBG, é difícil obter uma expressão explícita para o número de onda  $k$ , portanto é mais simples realizar uma simulação de onda completa em modo "eigen-value" para se poder determinar o número de onda.

Podem existir várias constantes de propagação diferentes na mesma frequência, sendo cada uma conhecida por um modo específico e com velocidade de fase, de grupo e distribuição do campo própria. A relação entre  $\beta$  e  $f$  é usualmente usada graficamente chamando-se diagrama de dispersão.

Um diagrama de dispersão é um gráfico da constante de propagação versus frequência, e basicamente informa o quanto a fase muda no material a uma determinada frequência.

Para uma estrutura periódica, tal como o EBG, a distribuição de campo de uma onda superficial é periódica também com um atraso de fase próprio determinado pelo número de onda  $k$  e periodicidade  $p$ . Cada modo de uma onda superficial pode ser decomposto numa infinita soma de ondas harmónicas, e assumindo a direcção de propagação segundo o eixo  $x$ .

$$\vec{E}(x, y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \vec{E}_n(y, z) e^{-jk_{xn}x} \quad k_{xn}(\omega) = k_\omega + n \frac{2\pi}{p} \quad (3.1)$$

Embora cada harmónica tem uma diferente velocidade de fase, todas têm a mesma velocidade de grupo e como não podem existir individualmente uma vez que só a sua soma satisfaz as condições fronteiras, então são consideradas o mesmo modo.

Uma vez que  $k_x(\omega)$  é periódica com período igual a  $\frac{2\pi}{p}$ , apenas necessitamos de obter o diagrama de dispersão para um único período,  $0 \leq k_{xn} \leq \frac{2\pi}{p}$ , que é conhecido por zona de Brillouin. Para uma estrutura a duas dimensões tem-se  $0 \leq k_{xn} \leq \frac{2\pi}{p_x}$ ,  $0 \leq k_{yn} \leq \frac{2\pi}{p_y}$ .

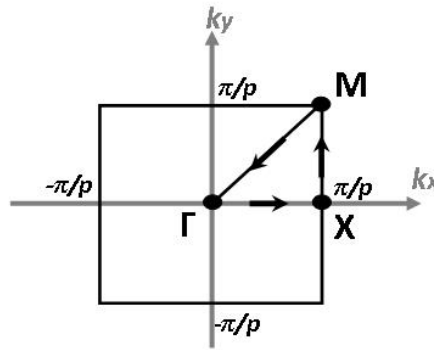


Figura 3.2: Zona de Brillouin

A zona de Brillouin (fig 3.2) é a zona fundamental para a definição do vector de propagação de uma célula, basicamente pode-se definir todos os vectores de propagação na zona de Brillouin, obtendo-se a característica de toda a estrutura periódica. Portanto, o diagrama de dispersão terá início em  $\Gamma$  até  $X$ , de seguida vai de  $X$  até  $M$  e por fim de  $M$  para  $\Gamma$  como indicado pelo caminho representado na zona de Brillouin.

A figura 3.3 representa o diagrama de dispersão de uma estrutura EBG do tipo mushroom, no qual o eixo horizontal varia de acordo com o triângulo de Brillouin.

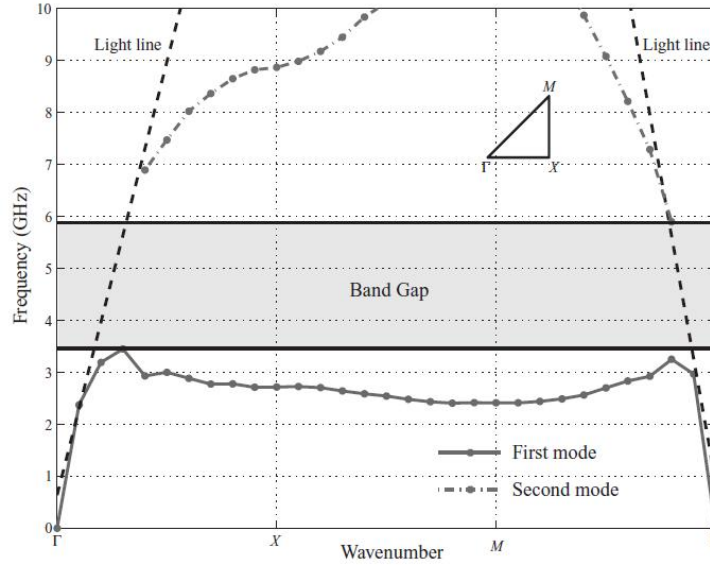


Figura 3.3: Diagrama de dispersão de uma estrutura do tipo mushroom [11]

$$\Gamma : k_x = 0, k_y = 0, \quad \mathbf{X} : k_x = \frac{2\pi}{W+g}, k_y = 0, \quad \mathbf{M} : k_x = \frac{2\pi}{W+g}, k_y = \frac{2\pi}{W+g},$$

Observa-se na figura que o primeiro modo começa em 0 e não se propaga além dos 3.5GHz, enquanto que o segundo modo apenas começa a propagar nos 5.9GHz, pelo que entre estes modos podemos observar um band gap, na qual as ondas superficiais não se propagam.

Uma forma de obter o diagrama de dispersão de um EBG é através dos simuladores electromagnéticos, como o *Ansoft High-Frequency Structure Simulator (HFSS)*, definindo condições fronteira para simular uma estrutura infinita e periódica.

### 3.4 Aplicação das Estruturas EBG nas Antenas *microstrip*

Uma vez conhecidas as propriedades electromagnéticas que os EBG têm, o processo de investigação sobre a sua aplicação nas antenas foi um passo importante.

Como visto no capítulo anterior, numa antena *microstrip* assim como em qualquer estrutura impressa podem existir quatro tipos de ondas, ondas espaciais, ondas guiadas, ondas superficiais ou ondas de fuga, algumas são radiadas para o espaço como as ondas espaciais ou as de fuga e outras vão deslocar-se ao longo do substrato. Uma vez que as ondas guiadas são relativas ao funcionamento normal numa linha de transmissão e são importantes na alimentação da antena, as ondas superficiais (fig 3.4) são ondas que sofrem reflexões quer no plano de massa quer na superfície dieléctrica. Uma vez que a energia que estas ondas transportam fica retida na estrutura, não vão contribuir para a radiação da antena e vão ainda degradar o diagrama de radiação uma vez que vai ocorrer uma difracção nos extremos do dieléctrico. Além disso, estas ondas superficiais elevam o nível de acoplamento mútuo em projectos com agregados de antenas.

As estruturas EBG conseguem ter aplicação nos projectos de antenas uma vez que são capazes de suprimir estas ondas superficiais dentro de uma banda proibida, e assim ajudarem

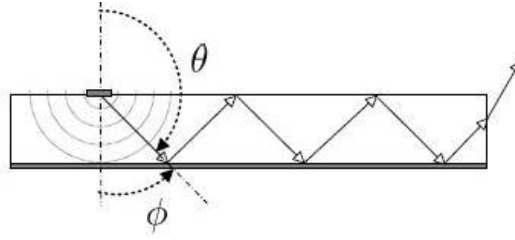


Figura 3.4: Ondas superficiais[6]

a melhorar certos aspectos no desempenho de uma antena, tais como aumentar o ganho, reduzir a radiação para trás, reduzir o acoplamento mútuo entre elementos de um agregado ou mesmo reduzir as dimensões das antenas. [13][14][15]

### 3.5 Projecto de uma estrutura EBG

Nos últimos anos várias estruturas EBG têm sido estudadas, mas como visto anteriormente as mais comuns são as estruturas mushroom e as estruturas uni-planar. A principal diferença da última em relação à primeira é a ausência das vias, que simplificam quer o processo de fabrico quer a possibilidade de compatibilizar com outros circuitos microondas.

As propriedades electromagnéticas de uma estrutura EBG são determinadas pelas dimensões físicas desta estrutura, e no projecto de uma estrutura EBG para se obter um diagrama de dispersão do EBG como o desejado com uma banda proibida desejada existem basicamente quatro parâmetros principais que afectam o seu desempenho, são eles a largura ( $w$ ), o espaçamento ( $g$ ), a espessura do substrato ( $h$ ) e a permitividade dieléctrica do substrato ( $\epsilon_r$ ) e estão representados da figura 3.5. Como a estrutura é periódica, no projecto do EBG pode-se estudar apenas uma célula unitária.

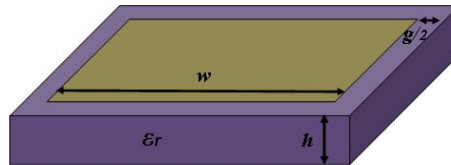


Figura 3.5: Célula EBG unitária

Na tabela 3.1 resume-se a maneira como os vários parâmetros afectam o desempenho do EBG, quer na frequência de ressonância para uma fase de reflexão de  $0^\circ$ , quer na largura de banda.

		Frequência de ressonância	Largura de banda
$w$	aumenta( $\uparrow$ )	diminui( $\downarrow$ )	diminui( $\downarrow$ )
$g$	aumenta( $\uparrow$ )	aumenta( $\uparrow$ )	aumenta( $\uparrow$ )
$h$	aumenta( $\uparrow$ )	diminui( $\downarrow$ )	aumenta( $\uparrow$ )
$\epsilon_r$	aumenta( $\uparrow$ )	diminui( $\downarrow$ )	diminui( $\downarrow$ )

Tabela 3.1: Parâmetros principais numa estrutura EBG tipo mushroom



## Capítulo 4

# Desenvolvimento da Antena para um sistema DSRC

Neste capítulo descreve-se o estudo e projecto de uma antena cujas características de radiação são compatíveis com as especificações dadas pela norma europeia para as comunicações DSRC, EN12253.

O estudo iniciou-se com o desenho e análise de uma patch simples que serviu como elemento do agregado nos passos que se seguiram, e incluiu também as formas de alimentação e a introdução da polarização circular na patch.

Após um maior conhecimento sobre as características de uma patch simples o passo seguinte é desenvolver um agregado com uma determinada configuração geométrica que possibilite formar um diagrama de radiação de acordo com o pretendido. Posteriormente é estudado o impacto de uma estrutura EBG nos resultados da antena.

A antena, de forma a cumprir com as especificações impostas será um agregado de antenas *microstrip*, este tipo de antenas como visto anteriormente têm um conjunto de características vantajosas que as torna muito usadas actualmente e na forma de agregado pode-se potenciar essas características e também fazer cumprir algumas especificações como o diagrama de radiação e ganho.

O substrato dieléctrico usado no projecto é o 'Arlon CuClad 217', cujas características apresenta uma constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 2.17$ , uma espessura do dieléctrico  $h=0.787\text{mm}$  e uma tangente de perdas de  $\tan \delta = 0.0009$ .

O desenvolvimento desta antena, é baseado na teoria de antenas presente no capítulo 2, apoiado em todo um conjunto de simulações intermédias. O software de simulação electromagnético utilizado, HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) da Ansoft, um dos softwares mais poderosos usados no desenvolvimento de antenas, filtros, linhas de transmissão, etc e fornece todo o tipo de informação necessária neste estudo, campos electromagnéticos (próximo e distante), parâmetros S, etc.

### 4.1 Norma DSRC - EN12253

Esta norma é uma norma europeia, que especifica a camada física para comunicações DSRC aplicadas na telemática do tráfego e transporte rodoviário a 5.8GHz e fornece-nos as características para o meio de comunicação a ser usado entre RSU's e OBU's [1].

Esta norma impõem um conjunto de especificações ao nível da frequência de operação, largura de banda, limites de potência e polarização.

### Frequência de operação

Existem quatro canais de frequências portadoras disponíveis para o *downlink* (comunicação RSU  $\rightarrow$  OBU) sendo as mesmas também usadas para *uplink* (comunicação OBU  $\rightarrow$  RSU).

- Canal 1 - 5.7975GHz
- Canal 2 - 5.8025GHz
- Canal 3 - 5.8075GHz
- Canal 4 - 5.8125GHz

### Largura de Banda

A antena deverá ser projectada para uma frequência de ressonância de 5.8GHz com uma largura de banda que compreenda o intervalo [5.795 5.815]GHz, ou seja 20MHz (0.344%).

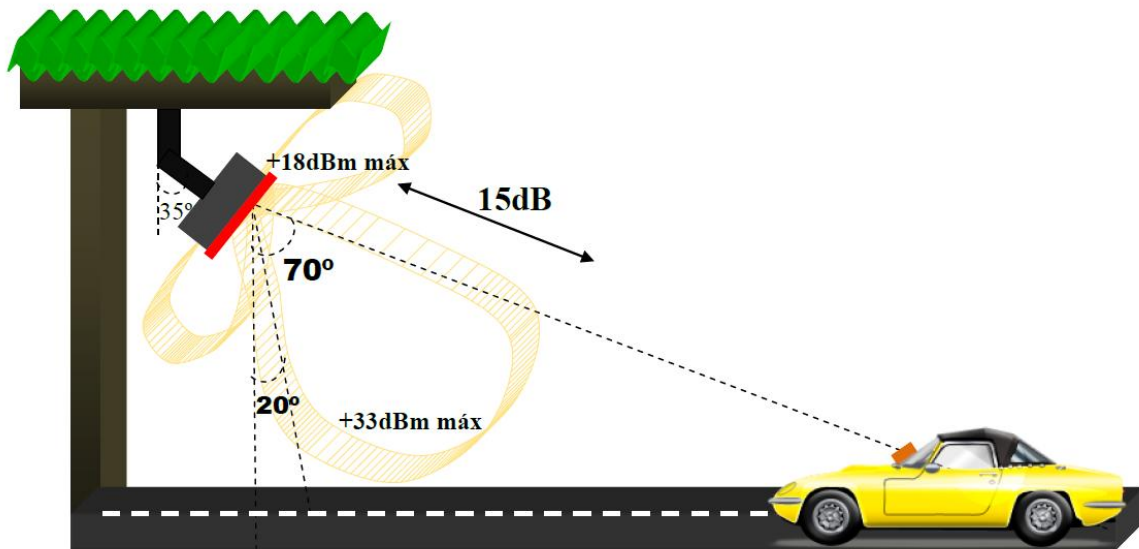


Figura 4.1: Especificações para comunicações DSRC

### Limites de Potencia / Diagrama de Radiação

No que diz respeito à potência isotrópica radiada equivalente máxima (PIRE) para a antena está limitada como podemos ver na figura 4.1, até um ângulo de 70° com a vertical a PIRE máxima nessa zona não deverá ser superior a +33dBm, e fora dessa zona deverá estar 15dB abaixo, ou seja, não deverá ultrapassar os +18dBm.



Quanto à forma do diagrama de radiação, a norma impõem restrições quer no plano horizontal quer num plano vertical da antena.

No plano vertical, como podemos ver na figura 4.1, a antena deverá ter uma largura de feixe de lobo principal próxima dos  $70^\circ$ , por forma a permitir que a comunicação entre o RSU e o OBU se inicie o mais longe possível, sem com isso violar os termos da norma EN12253 que impõem uma PIRE máxima de +33dBm numa zona limitada a  $70^\circ$  com a vertical e fora dessa zona uma PIRE máxima de 18dBm. A antena deverá ser colocada um pouco inclinada, fazendo um ângulo de  $35^\circ$  com a vertical.

Quanto ao plano horizontal, a largura do lobo principal da antena deverá rondar os  $20^\circ/30^\circ$ , visto haver um limite que é a faixa de rodagem, e não se deseja que haja interferência entre o RSU e o OBU de outros veículos posicionados na vizinhança.

### Polarização

A polarização das ondas electromagnéticas da antena deverá ser polarização circular esquerda quer em downlink quer em uplink, no entanto deverá ter uma rejeição da polarização circular direita na direcção da antena superior a 15dB para o RSU e superior a 10 dB para o OBU, deverá ter ainda uma rejeição da polarização circular direita numa zona a -3dB superior a 10dB para o RSU e superior a 6dB para o OBU.

## 4.2 Estudo de uma patch simples com polarização circular esquerda para 5.8GHz

Inicialmente, procedeu-se ao projecto de uma antena *microstrip* para uma frequência central de 5.8GHz, para tal utilizou-se o conjunto de expressões do capítulo 2, relativamente às antenas *microstrip*.

frequência	$\epsilon_r$	$\epsilon_{eff}$	W	L	$\Delta L$	$Z_{in}$	$y_0$
5.8GHz	2.17	2.069	20.5mm	17.1mm	0.415mm	151 $\Omega$	5.2mm

Tabela 4.1: Parâmetros da patch simples

Relativamente às formas de alimentação, iniciou-se o estudo usando alimentação por cabo coaxial, por alimentação directa aos 50  $\Omega$  através de uma reentrância a uma distância  $y_0$  da face da antena e por linha de transmissão através de um transformador de  $\lambda/4$  e como indica a figura 4.2.

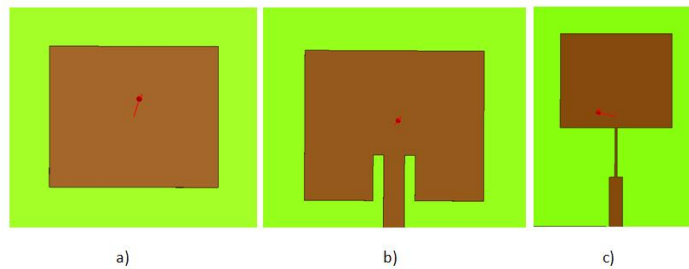


Figura 4.2: Patches alimentadas por a) cabo coaxial b) reentrância c) linha de transmissão

Os resultados relativos à adaptação  $S_{11}$ , como mostra na figura 4.3, ambas as patches com os vários tipos de alimentação têm resultados semelhantes, estando bem adaptadas na frequência de interesse e apresentando uma largura de banda por volta dos 100MHz.

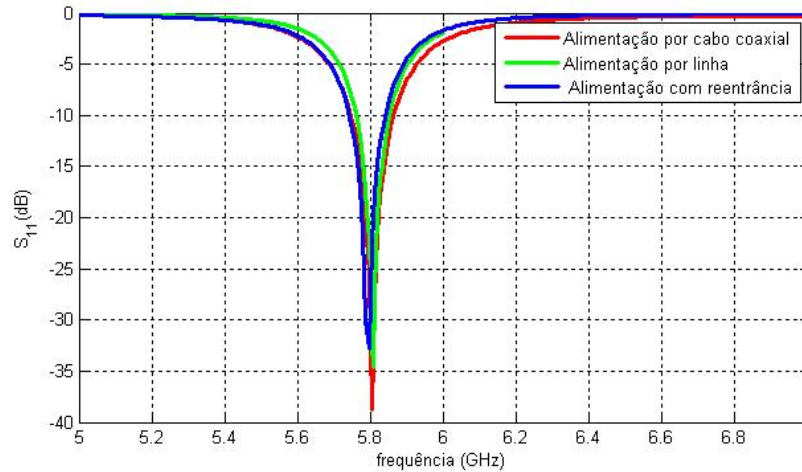
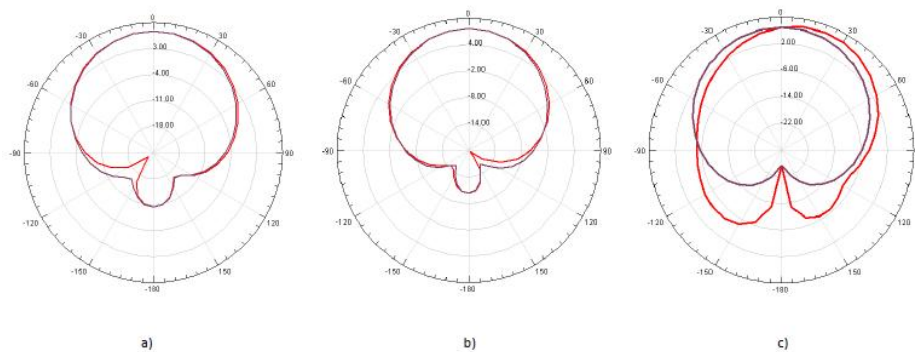


Figura 4.3:  $S_{11}$  - vários tipos de alimentação

No entanto, no que respeita ao diagrama de radiação, como podemos ver na figura 4.4 onde está representado o diagrama de radiação segundo os dois planos principais, existem diferenças, mais visíveis na alimentação por linha de transmissão, relativamente à alimentação por cabo coaxial. Na alimentação por cabo coaxial, praticamente não existe degradação do diagrama de radiação, visto haver um plano de massa, e a antena estar alimentada pela parte de trás, nota-se uma pequena radiação para trás, mínima e na zona de alimentação, é mais próxima do ideal.



Para se obter polarização circular esquerda, como visto anteriormente, entre outras formas uma delas é cortando os cantos da patch na mesma linha oblíqua como mostra a figura 4.5. No caso da figura os cantos correspondem à polarização circular esquerda, no entanto os opostos seriam à direita. Aqui a quantidade a eliminar foi aproximada através de várias simulações otimizando para uma razão de polarização (axial ratio) próxima do ideal.

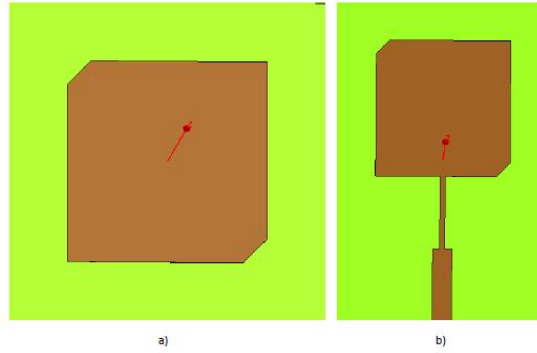


Figura 4.5: Patches com polarização circular esquerda alimentadas por: a) cabo coaxial b) linha de transmissão

Para obter polarização circular, deixou-se também de lado um tipo de alimentação através de uma reentrância na patch, visto que não ficarmos com uma estrutura quadrangular tão uniforme como as que ficamos com os outros dois tipos de alimentação (cabo coaxial e linha de transmissão), uma vez que a reentrância ia deformar a antena não permitindo excitar os dois modos ortogonais com diferença de fase de  $90^\circ$ .

Foram portanto projectadas então duas patches com polarização circular esquerda e optimizadas através de simulação, uma alimentada por cabo coaxial, e outra por linha de transmissão, de forma a cumprirem com especificações que até este ponto exigia, nomeadamente  $S_{11}$ , frequência central e polarização circular esquerda. A qualidade da polarização circular pode ser analisada pela relação axial (AR) e considera-se como boa uma relação axial inferior ou igual a 3dB, sendo no ideal 0dB.

Pode-se ver que em termos de  $S_{11}$ , para a frequência de 5.8GHz ambas têm boa adaptação (inferior a -20dB) como indica a figura 4.6, e uma boa relação axial (inferior a 3dB) numa banda de polarização de acordo com a figura 4.7, compreendida entre [5.77 e 5.82]GHz.

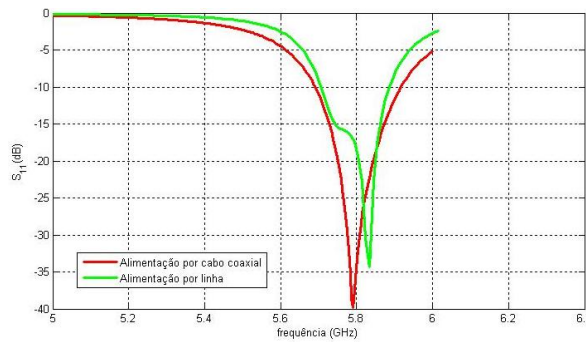


Figura 4.6:  $S_{11}$

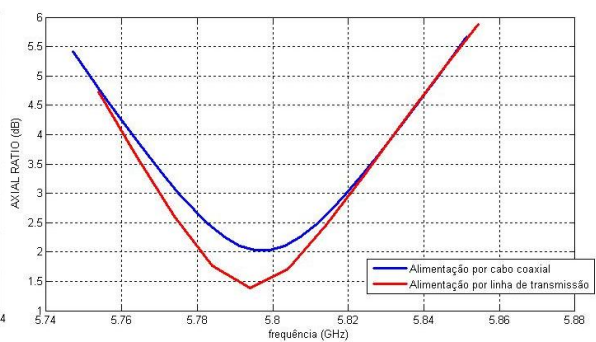


Figura 4.7: Relação Axial

Para concluir o estudo de uma patch simples, foram elaboradas quatro patches como mostra a figura 4.8, duas com alimentação por cabo coaxial e duas com alimentação através de linha de transmissão (transformador  $\lambda/4$ ), em que para cada tipo de alimentação uma delas é com polarização circular esquerda e a outra é normal, com polarização linear.

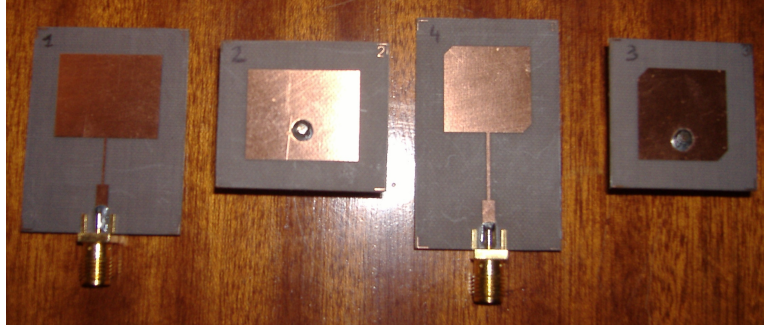


Figura 4.8: Patches desenvolvidas

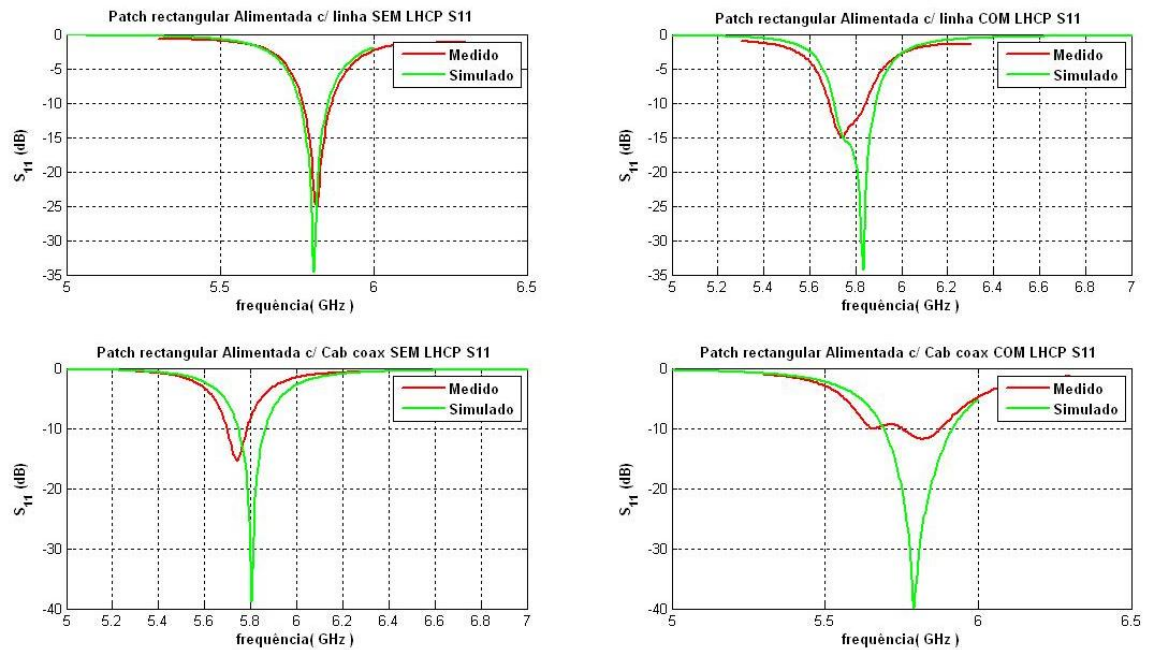


Figura 4.9:  $S_{11}$  das antenas, Simulação vs Medidas

Foram retirados resultados experimentais relativos ao  $S_{11}$  e foram conjugados com os resultados teóricos simulados, como mostra a figura 4.9.

Posteriormente numa câmara anecóica foram realizados um varrimento em frequência para cada patch com polarização circular esquerda, cujos resultados estão presentes para a patch alimentada com linha de transmissão na figura 4.11 e para a alimentada por cabo coaxial na figura 4.10. Pode-se concluir que a última tem uma boa adaptação de polarização com uma grande rejeição da polarização inversa mas para uma frequência um pouco inferior aos 5.8GHz ( $\approx 5.68GHz$ ), no entanto, a patch alimentada com linha de transmissão tem uma boa rejeição da polarização inversa para uma frequência muito próxima do desejado ( $\approx 5.81GHz$ ).

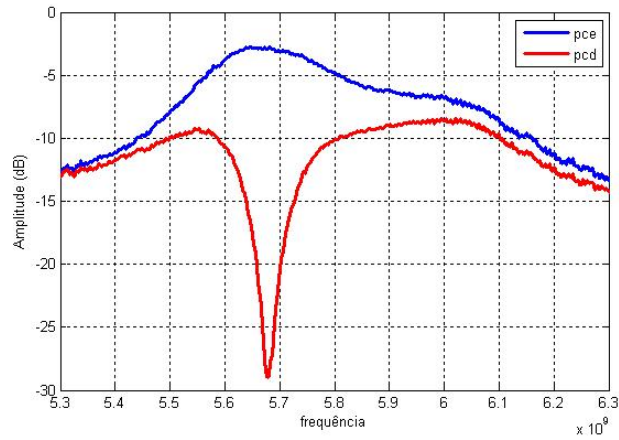


Figura 4.10: Patch alimentada por cabo coaxial - Polarização circular esquerda vs direita

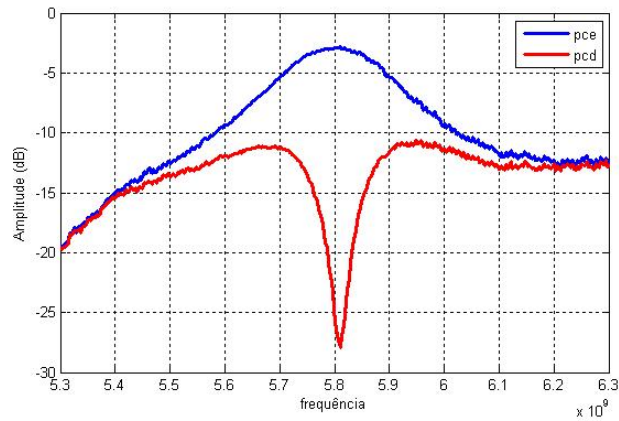


Figura 4.11: Patch alimentada por linha - Polarização circular esquerda vs direita

Em conclusão, relativamente ao estudo de uma patch simples para 5.8GHz com e sem polarização circular esquerda, os resultados relativamente às patches alimentadas por linha de transmissão com e sem polarização circular apresentam resultados como o esperado, apresentando uma boa adaptação de impedância e com uma frequência central perto dos 5.8GHz. A patch com polarização circular esquerda apresenta uma boa rejeição da polarização cruzada (superior a 20dB) à frequência pretendida de 5.8GHz.

No que respeita aos resultados para as patches alimentadas por cabo coaxial existem maiores variações entre o esperado e o medido, acredita-se que a razão principal para o desvio tem a ver com problemas com o pino do conector SMA ser mais grosso do que o esperado e também a sua solda na antena.

### 4.3 Estudo de um agregado de antenas com polarização circular esquerda para 5.8GHz

Após um maior conhecimento das características de um antena *microstrip* simples, e dado que o diagrama de radiação ser como o presente na figura 1.2, a solução quer para moldar o diagrama de radiação quer para aumentar o ganho é juntar várias antenas simples e iguais na forma de um agregado, em que o elemento é a patch simples com polarização circular esquerda estudada anteriormente.

Segundo a norma europeia EN12253 o diagrama de radiação deve ter :

- lobo principal segundo o plano vertical com cerca de  $70^\circ$
- lobo principal segundo o plano horizontal com cerca de  $20^\circ/30^\circ$
- lobos secundários num nível 15 dB inferior ao lobo principal.

O primeiro passo para compreender os agregados de antenas é passar de uma antena, para um agregado de duas antenas iguais.

Surge a necessidade de ter uma ideia da evolução o ganho com a distância entre as patches de um agregado, pelo que através de várias simulações com o agregado de duas antenas chegou-se à conclusão que o ganho máximo era obtido para uma distância por volta de um comprimento de onda  $\lambda$ ,  $f = 5.8GHz \rightarrow \lambda_0 = 5.17cm$ , como é possível observar ver na tabela 4.2.

d(cm)	Ganho(dB)
1.8	8.4
3	9.15
3.2	9.41
3.4	9.71
3.6	9.84
3.8	9.94
4.2	10.28
4.6	10.52
5	10.68
5.4	10.53
5.8	10.28
6.2	10.32
6.4	10.16
7	9.71

Tabela 4.2: Evolução do ganho do agregado 1x2 com a distância entre patches

No que respeita ao diagrama de radiação de um agregado de duas antenas, verifica-se que num plano ( $\phi = 0^\circ$ ) é praticamente idêntico, enquanto que no plano perpendicular a esse ( $\phi = 90^\circ$ ) este varia com a distância, ficando o lobo principal mais directivo à medida que a distância aumenta e aparecendo dois lobos secundários (fig 4.12).

Uma vez haver um conjunto de restrições no que respeita ao diagrama de radiação segundo dois planos (fig 4.1), tornou-se necessário fazer um estudo baseado na teoria dos agregados em que pudesse relacionar quer a largura do lobo principal, quer o nível do primeiro lobo



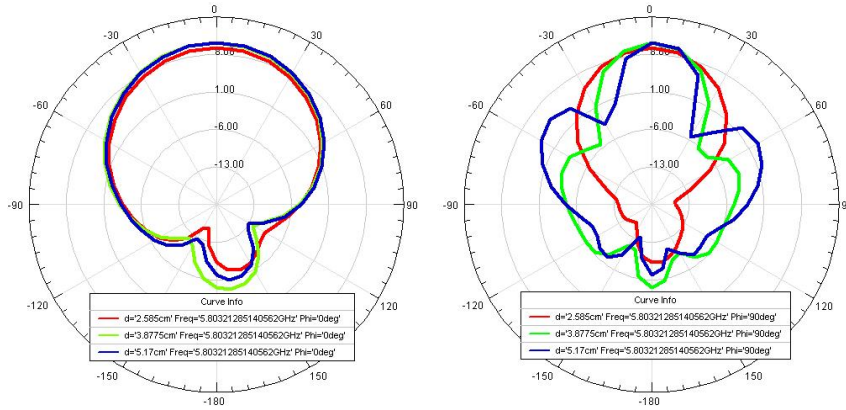


Figura 4.12: Agregado de duas antenas com  $d = 0.5\lambda$ ,  $0.75\lambda$  e  $\lambda$

secundário com o número de elementos de um agregado e também com a separação entre elementos, para se tirar uma primeira ideia sobre o agregado a utilizar.

Esse estudo teve por base a teoria de agregados descrita no capítulo 2, e pode ser analisado na forma de uma tabela, num quadro resumo apresentado no Apêndice A.

Analisando o Apêndice A, ponderando quer em termos de largura de lobo quer em termos do nível do lobo secundário, verifica-se que a largura do lobo secundário diminui com o aumento do número de elementos, e que o lobo secundário torna-se cada vez menor com o aumento do número de elementos. Conclui-se portanto que conjugando as duas variáveis, pode-se partir de um agregado com 4 elementos para moldar o diagrama de radiação no plano horizontal e assim obter uma largura por volta dos  $20^\circ/30^\circ$ .

Partindo então de 4 antenas iguais, formou-se um agregado linear horizontal conforme a figura 4.13, e projectou-se de forma a cumprir a especificação para o plano horizontal.

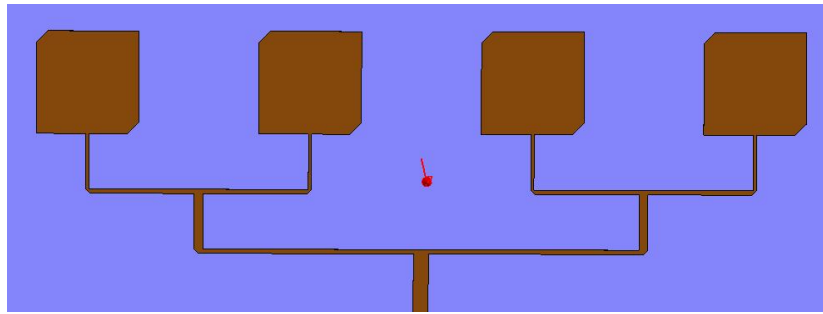


Figura 4.13: Agregado linear horizontal

Variando a distância entre as antenas do agregado, analisou-se a evolução do diagrama de radiação, como se apresenta na figura 4.14, nomeadamente a largura do lobo principal e o nível do primeiro lobo secundário, concluindo-se facilmente que o diagrama de radiação que mais se aproxima do pretendido para o plano horizontal é o obtido segundo uma distância entre elementos  $d = 0.7\lambda$  (3.619cm), o qual apresenta uma largura do lobo principal próxima dos  $20^\circ$ .

Importa referir também a evolução do ganho do agregado, onde podemos notar que o ganho aumenta cerca de +3dB quando duplicamos o número de elementos, uma patch simples tinha

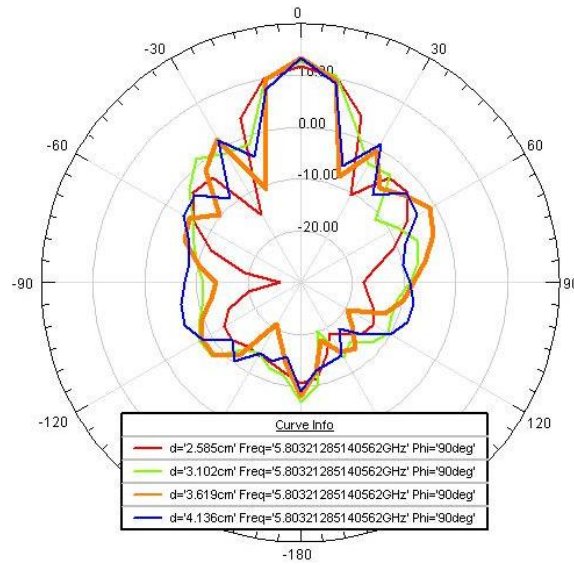


Figura 4.14: Diagrama de radiação - Agregado Linear Horizontal ( $d=0.5\lambda, 0.6\lambda, 0.7\lambda, 0.8\lambda$ )

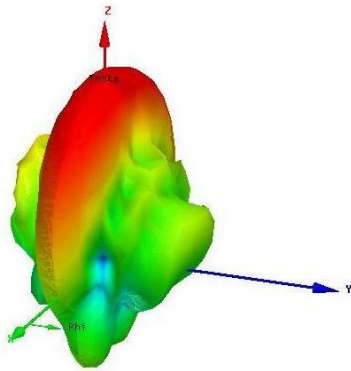


Figura 4.15: Diagrama de radiação 3D  
 $d = 0.7\lambda$

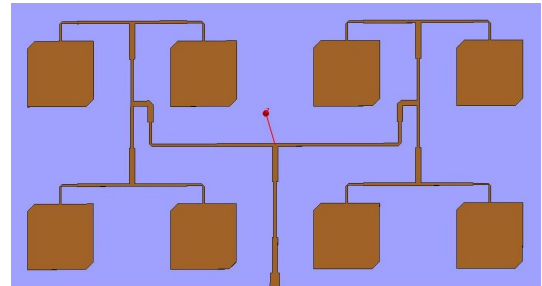


Figura 4.16: Agregado planar

um ganho próximo dos 7dB chegando mesmo até aos 16dB quando temos um agregado de 8 antenas (tabela 4.3).

Usando um agregado linear de 4 antenas dispostas na horizontal, o diagrama de radiação é como se apresenta na figura 4.15, em que tem uma largura do lobo principal segundo um plano estreita, cumprindo uma necessidade e noutro plano ainda se tem uma largura próxima dos  $180^\circ$ , ou seja o original de uma antena simples.

É necessário então passar para um agregado planar, para mantendo um plano podemos definir ou outro, ou seja, quer-se definir o plano vertical sem mudar o plano horizontal.

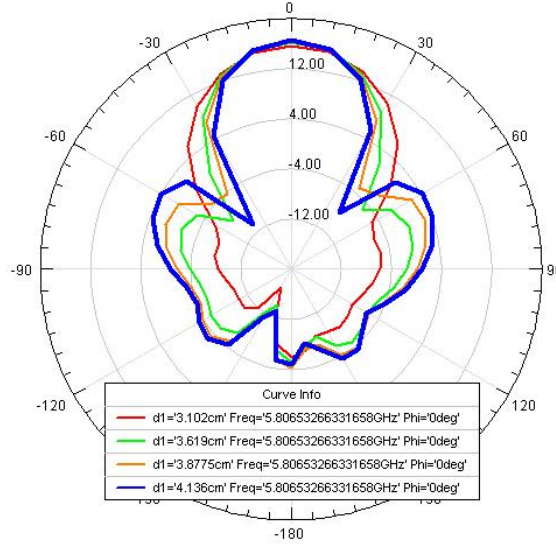
A solução que se segue é duplicar o agregado  $1 \times 4$  presente na figura 4.13, ficando com um agregado  $2 \times 4$  conforme o da figura 4.16 em que duas linhas ficam encarregues de definir o plano vertical, e as 4 colunas o plano horizontal.

Nesta situação existem duas variáveis que podemos controlar, a distância entre as antenas no plano horizontal e no plano vertical, definimos portanto  $d_{horizontal}$  e  $d_{vertical}$  respectivamente.



N	GANHO(dB)
1	$\approx 7$
2	$\approx 10$
4	$\approx 13$
8	$\approx 16$

Tabela 4.3: Evolução do ganho do agregado com o número de elementos

Figura 4.17: Diagrama de radiação - Plano Vertical ( $d_{vertical}=0.6\lambda, 0.7\lambda, 0.75\lambda, 0.8\lambda$ )

Mantendo  $d_{horizontal} = 0.7\lambda$ , que como visto aproxima o diagrama de radiação no plano horizontal do resultado pretendido, através de simulações, variou-se o valor de  $d_{vertical}$ , distância entre as duas linhas de antenas horizontais. Analisando os resultados obtidos na figura 4.17, conclui-se que a largura do lobo principal do diagrama de radiação no plano vertical diminuiu com o aumento dessa distância  $d_{vertical}$ . Pode-se ver ainda que para  $d_{vertical} = 0.75\lambda(3.8775\text{cm})$  e  $d_{vertical} = 0.8\lambda(4.136\text{cm})$  o diagrama de radiação tem uma largura do lobo principal como pretendida, entre os  $60^\circ$  e os  $70^\circ$ .

#### 4.3.1 Rede de alimentação

Uma breve referência sobre a maneira como alimentou-se o agregado, com podemos ver na figura 4.19, partindo de uma linha de  $50\Omega$  que garante a melhor adaptação para com a parte exterior da antena, foi formada uma rede de alimentação à base de linhas de  $100\Omega$  e transformadores de  $\lambda/4$ , como sugere a figura 4.18, que transformam impedâncias puramente reais, no caso entre  $100\Omega$  e  $50\Omega$  de acordo com as propriedades das linhas de transmissão. A ligação à antena é feita através de um transformador de  $\lambda/4$  com uma impedância (eq 4.1) tal que resulta na melhor adaptação possível, sendo essa impedância aproximada por simulação.

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (4.1)$$

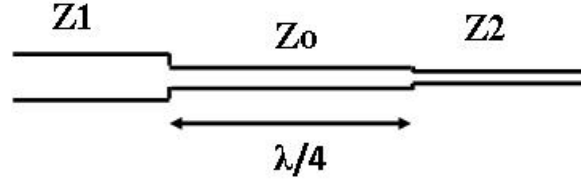
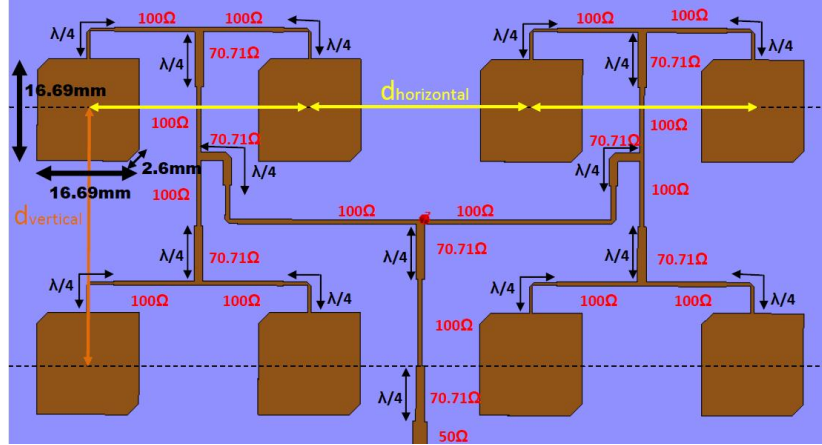
Figura 4.18: Transformador  $\lambda/4$ 

Figura 4.19: Agregado

### 4.3.2 Resultados teóricos

Após ter-se chegado a uma ideia da estrutura do agregado, procedeu-se então à sua simulação e análise dos resultados.

O agregado a simular é um agregado  $2 \times 4$ , com uma distância entre antenas na horizontal  $d_{horizontal} = 0.7\lambda$  e na vertical  $d_{vertical} = 0.8\lambda$ , em que o elemento radiante é uma patch elemental projectada para 5.8GHz, com polarização circular esquerda, apresentando dimensões  $L=16.69\text{mm}$  e  $W=16.69\text{mm}$  como mostra na figura 4.19.

Nas figuras que se seguem estão presentes os resultados de simulação obtidos, resultados esses que nos permitem tirar uma primeira conclusão de alguns parâmetros da antena, adaptação, polarização circular e diagrama de radiação.

Em termos de adaptação da antena, podemos ver o gráfico do  $S_{11}$  da figura 4.20, que para a frequência desejada, 5.8GHz, um pico negativo de -18.1dB, ou seja, a antena encontra-se relativamente bem adaptada em termos de impedância, com uma onda reflectida praticamente insignificante.

Quanto ao diagrama de radiação da antena, podemos ver na figura 4.21 na forma polar segundo dois planos diferentes, o plano horizontal ( $\phi = 90^\circ$ ) e o plano vertical ( $\phi = 0^\circ$ ), ou nas figuras 4.24 e 4.25, na forma rectangular onde está representado o campo radiado, quer o esquerdo quer o direito pela antena em função do ângulo  $\theta$ . A antena apresenta um ganho como o esperado de cerca de 16dB na direcção de máximo, e na direcção traseira de 4.26dB. Podemos ver que a largura do lobo principal segundo o plano vertical ronda os  $60^\circ$ - $70^\circ$  e no plano horizontal situa-se entre os  $20^\circ$ - $30^\circ$ .

Quanto à polarização circular esquerda, como podemos ver nas figuras 4.24 e 4.25, a

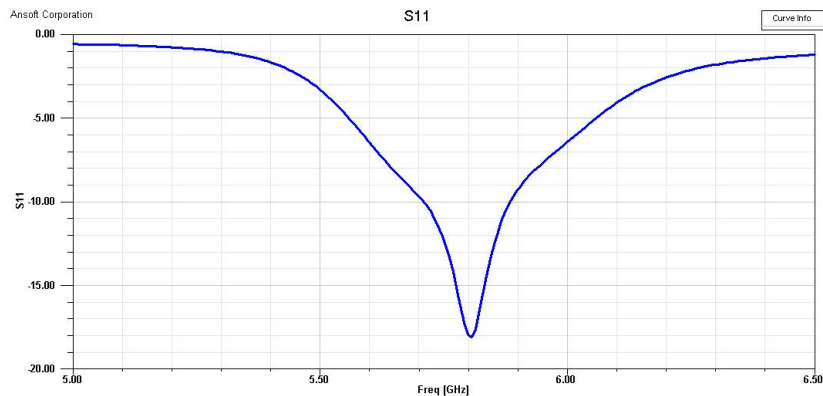


Figura 4.20: Agregado -  $S_{11}$   
Diagrama Radiação

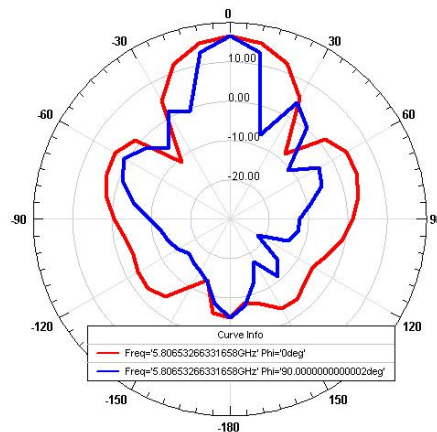


Figura 4.21: Agregado - Diagrama de radiação

antena apresenta no plano vertical uma rejeição da componente circular direita na direcção de máximo na ordem dos 20dB, e uma rejeição da componente circular direita na zona a -3dB do máximo na ordem dos 20dB também. Quanto ao plano horizontal, temos também uma rejeição da componente circular direita na direcção de máximo de 20dB e na zona a -3dB do máximo de cerca de 16dB.

No que respeita à polarização circular esquerda, segundo a figura 4.22 que nos mostra a relação axial, podemos concluir que na gama de frequências [5.778 5.819]GHz a antenna está bem polarizada circularmente com uma relação axial igual ou inferior a 3dB, com o seu ponto óptimo em 5.779GHz com uma relação axial de 1.4dB.

Constatamos também que ambos os planos têm um nível do primeiro lobo secundário de uma ordem cerca de 12.5dB inferior ao principal. Conclui-se portanto que com este agregado praticamente todas as especificações da norma são cumpridas com esta configuração de antenas, quer ao nível do diagrama de radiação quer ao nível da polarização, embora a especificação que não se consegue cumprir, sendo a mais complicada de conseguir mantendo todas as outras, está bem aproximada e refere-se ao nível do lobo secundário que se pretendia que fosse de 15dB e apenas conseguimos 12.5dB. A eficiência do agregado é muito elevada, na ordem dos 94%, como se pode comprovar na figura 4.23.

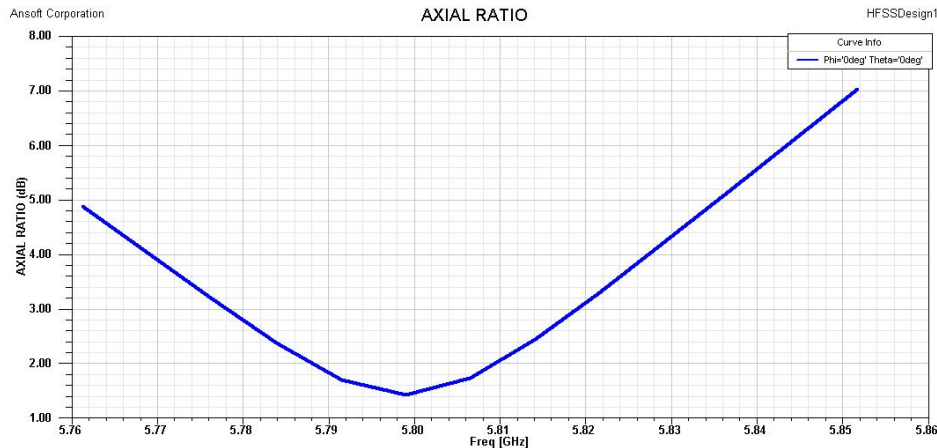


Figura 4.22: Agregado - Axial ratio

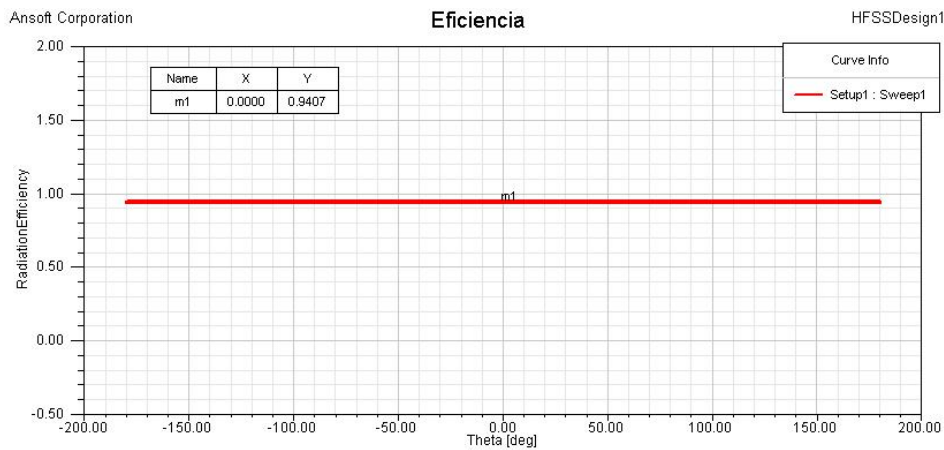


Figura 4.23: Agregado - eficiência

### 4.3.3 Resultados práticos

Uma vez chegado aos resultados anteriormente expostos, decidiu-se pela construção do agregado e pela sua medição, como forma de comparar os resultados simulados com os reais. As medições feitas na câmara anecóica da Faculdade de Engenharia no Porto, resultaram que o agregado projectado tinha uma boa adaptação de polarização e de impedância para uma frequência um pouco superior aos 5.8GHz esperados ( $\approx 5.87GHz$ ) como mostra a figura 4.26.

No entanto, para essa frequência central de 5.87GHz obtinha-se um diagrama de radiação com características próximas do esperado em ambos os planos, e com boa rejeição da componente de polarização inversa. No plano horizontal obteve-se uma largura a -15dB próxima dos 30° e uma rejeição da polarização inversa superior a 15dB, como se observa na figura 4.28. No que respeita ao plano vertical, como mostra a figura 4.29, obteve-se uma largura do lobo principal a -15dB por volta dos 70° e uma rejeição da polarização inversa também superior a 15dB.

Uma vez que existe um desvio de frequência de 70MHz, mediu-se com um paquímetro (com precisão de  $50\mu m$ ) ao microscópio as antenas do agregado, e conclui-se que havia uma

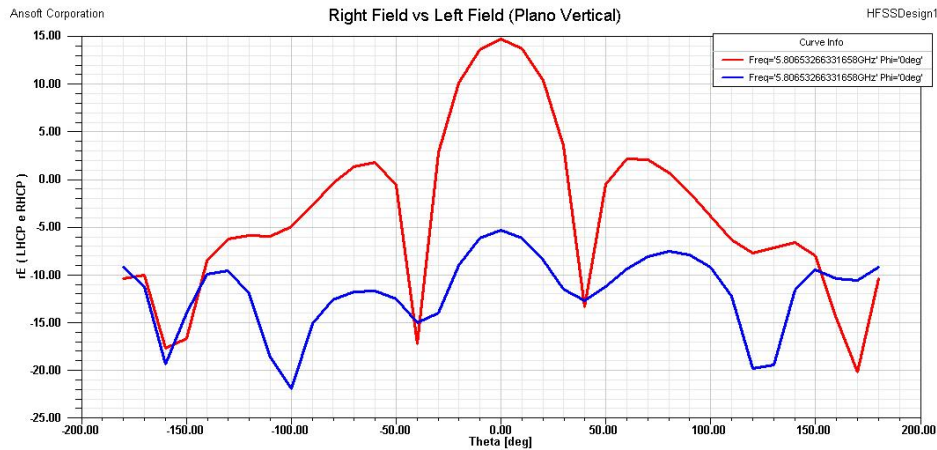


Figura 4.24: Agregado - Campo - Plano vertical

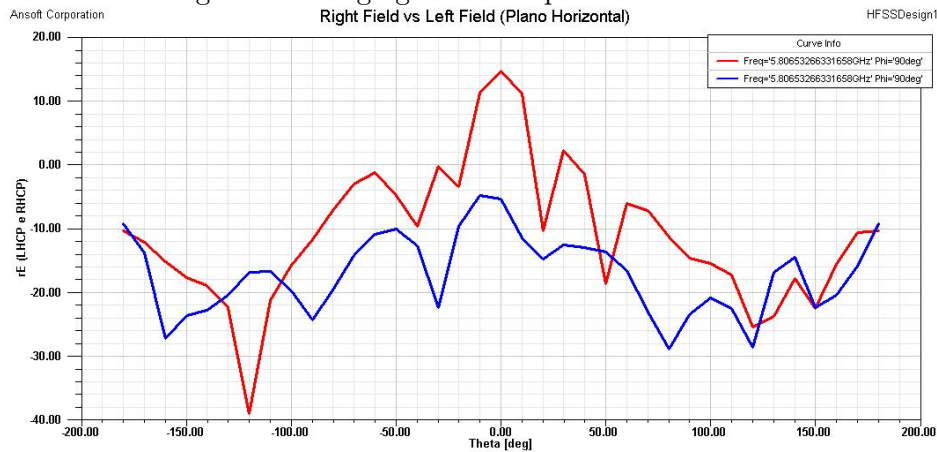


Figura 4.25: Agregado - Campo - Plano horizontal

pequena diferença entre o tamanho pretendido e o tamanho real, por volta de  $150\mu m$  sendo este erro comum a outro agregado feito ao mesmo tempo.

Portanto numa primeira abordagem havia erros de fabrico das antenas, com as antenas a terem uma dimensão inferior ao pretendido e também provavelmente alguma variação proveniente do simulador para a realidade. Convém ter em conta que à frequência usada qualquer variação nas medidas tem um impacto maior na frequência.

Como este erro provavelmente se manteria, uma vez que o processo de fabrico de circuitos impressos utilizado no departamento é pouco preciso, não valia a pena simular novos agregados mas sim mandou-se fazer três novos agregados com dimensões das antenas progressivamente maiores que o inicial, de forma que após o processo de fabrico pudessem ter dimensões próximas do pretendido:

- Agregado 1 - (inicial)  $L = 16.69mm$
- Agregado 2 -  $L = 16.69mm + 50\mu m = 16.74mm$
- Agregado 3 -  $L = 16.69mm + 200\mu m = 16.89mm$
- Agregado 4 -  $L = 16.69mm + 350\mu m = 17.04mm$

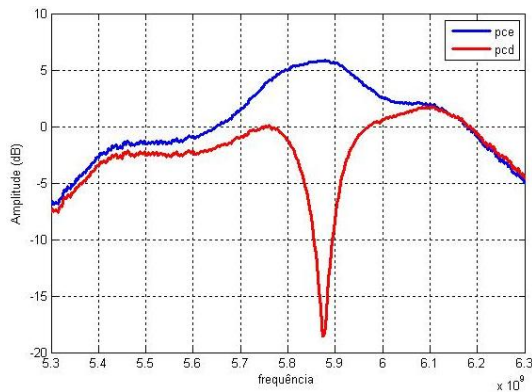


Figura 4.26: Agregado 1 - Polarização vs Frequência

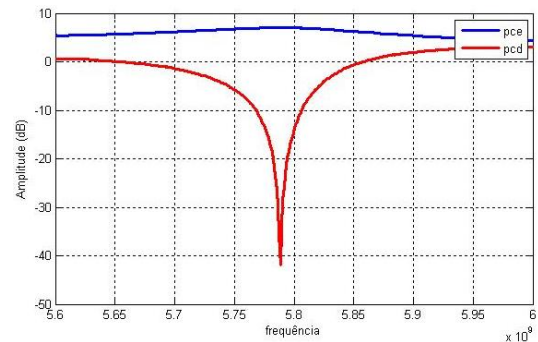


Figura 4.27: Agregado 3 - Polarização vs Frequência

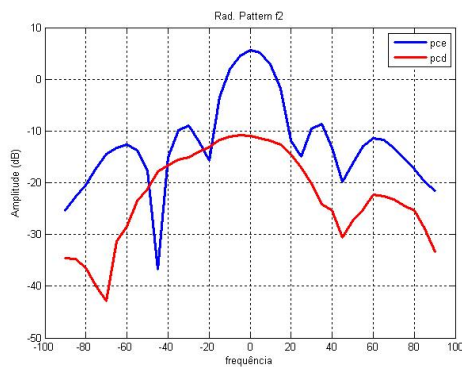


Figura 4.28: Agregado 1 - Diagrama de radiação - Plano horizontal

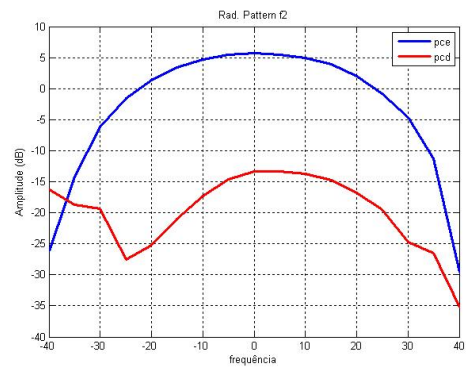


Figura 4.29: Agregado 1 - Diagrama de radiação - Plano vertical (apenas lobo principal)

Após o fabrico mediu-se os agregados:

- **Agregado 1 - (inicial)  $L = 16.55\text{mm}$**
- Agregado 2 -  $L = 16.60\text{mm}$
- Agregado 3 -  $L = 16.75\text{mm}$
- Agregado 4 -  $L = 16.95\text{mm}$

pelo que o erro de fabrico mantinha-se praticamente constante.

Voltando à câmara anecóica para medir os três novos agregados, verificou-se que um dos agregados criados, o agregado 3, cumpriu praticamente os objectivos pretendidos.

Verificou-se também que agregado 2 por ter dimensões abaixo dos 16.69mm (valor pretendido) tem uma frequência central de polarização acima dos 5.8GHz enquanto que dos dois últimos (agregado 3 e 4) por terem dimensões maiores têm uma frequência central de polarização inferior aos 5.8GHz.



No entanto, o agregado 3, apresentado na figura 4.33, apenas apresenta um desvio de cerca de 10MHz em relação à frequência central pretendida, no entanto as suas características para 5.8GHz cumprem com os resultados pretendidos, quer em termos de adaptação, polarização e diagrama de radiação como mostram as figuras 4.27, 4.30, 4.31 e 4.32.

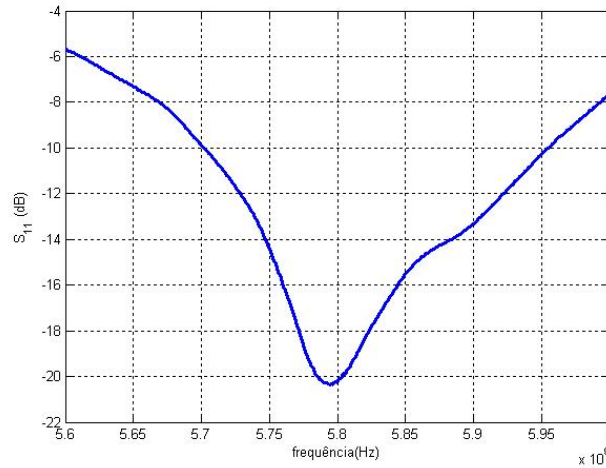


Figura 4.30: Agregado 3 -  $S_{11}$

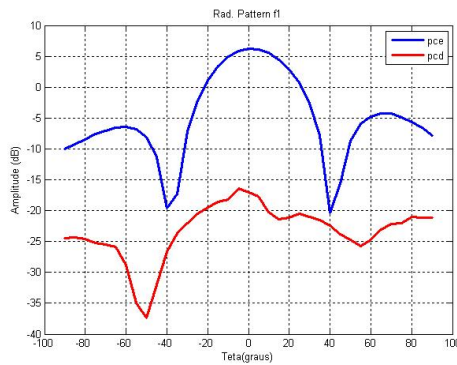


Figura 4.31: Agregado 3 - Diagrama de radiação - Plano vertical

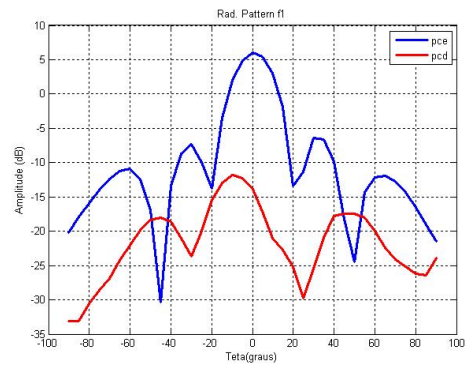


Figura 4.32: Agregado 3 - Diagrama de radiação - Plano horizontal

#### 4.3.4 Introdução de uma estrutura EBG

Após concluída a fase de elaboração da antena propriamente dita, o objectivo é analisar o impacto de uma estrutura EBG na antena.

Como visto anteriormente, o objectivo do uso destes EBGs no projecto da antena é eliminar as ondas superficiais na estrutura e assim poder melhorar as características da antena.

O EBG deverá ter um band gap, ou seja uma banda onde suprima as ondas superficiais, que compreenda a frequência de trabalho da antena que no caso é 5.8GHz.

Para isso foram estudadas os dois tipos de estruturas EBG, uniplanar e mushroom, e a sua aplicação na antena desenvolvida como exemplifica a figura 4.34.

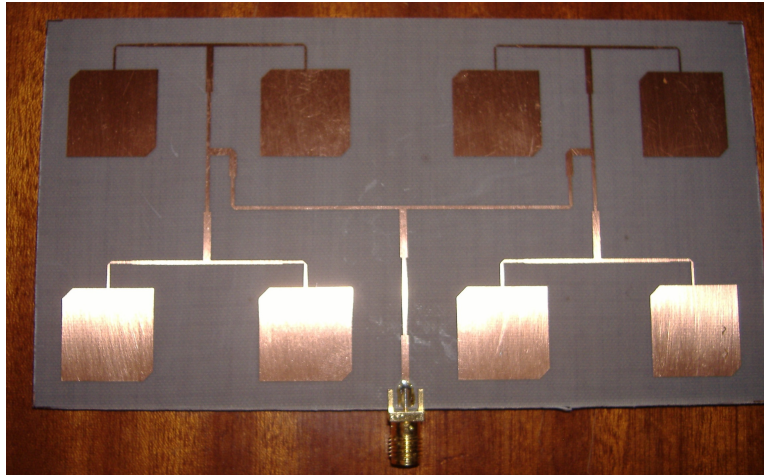


Figura 4.33: Agregado 3 - Antena desenvolvida para comunicações DSRC

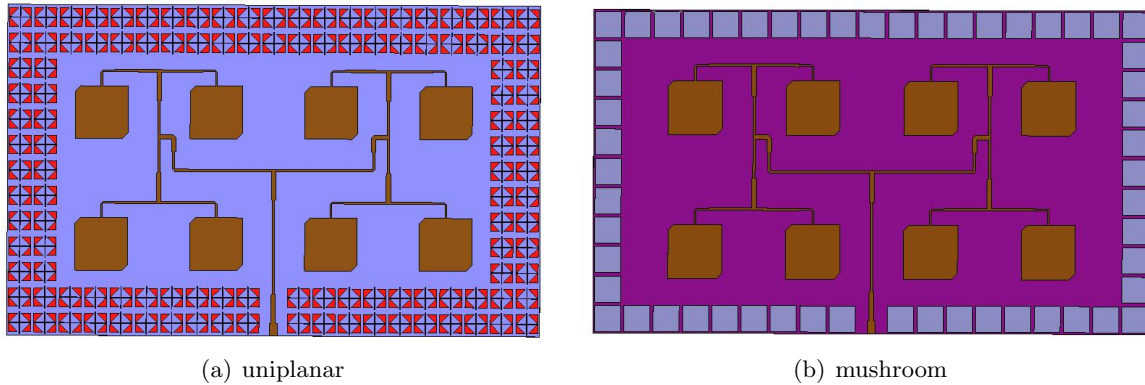


Figura 4.34: Antena desenvolvida com rede EBG

### Estrutura uniplanar

A estrutura EBG inicial usada foi uma do tipo uniplanar, como a da figura 4.35a), uma vez que não é fácil encontrar uma estrutura que produza um band gap com esta estrutura havia a garantia que produzia um band gap[16], sendo posteriormente com o auxílio do simulador ajustada nas suas dimensões de forma a se obter um band gap em torno dos 5.8GHz. As dimensões obtidas para o EBG de maneira a que este produza um band gap como o pretendido,  $w, g, a, b$  e  $c$  foram 7mm, 0.5mm, 0.6mm, 5.8mm e 0.2mm respectivamente. A figura 4.35 b) mostra o diagrama de dispersão do EBG, na qual é possível encontrar um band gap compreendido entre [5.03 e 6.1]GHz, portanto, com a ajuda dos EBG, para a frequência de 5.8GHz as ondas superficiais na estrutura impressa da antena serão minimizadas ou mesmo eliminadas.

De seguida aplicou-se uma rede de EBGs à antena desenvolvida, com a configuração da figura 4.34 a) e retirou-se uma comparação entre os resultados obtidos com e sem EBG.

Podemos observar nas figuras 4.36 a) e 4.36 b) , contrariamente ao que seria esperado, não se observa nenhum aumento de ganho, apenas uma pequena diminuição da radiação traseira.



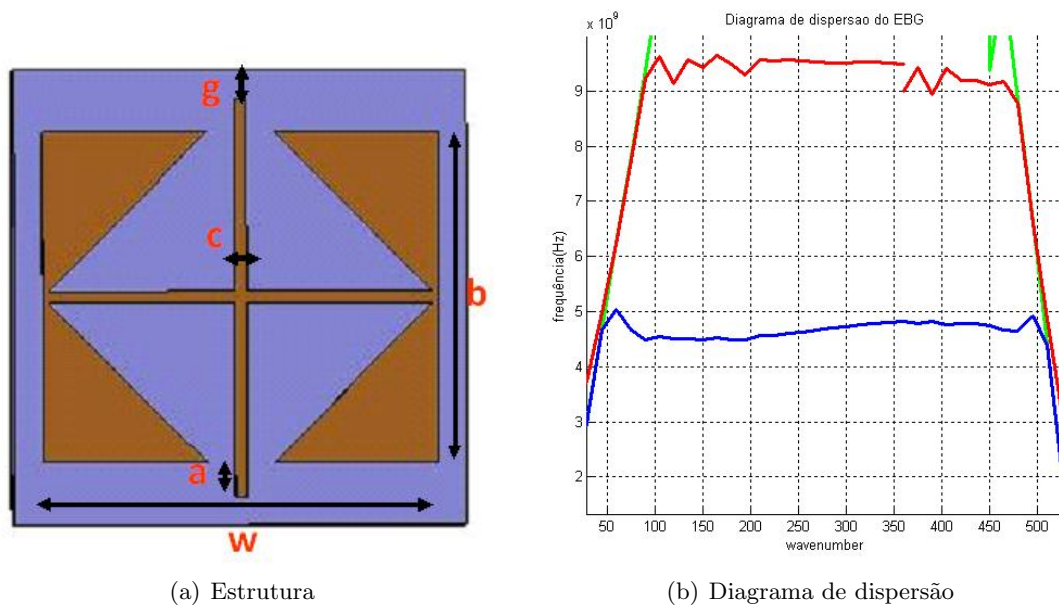


Figura 4.35: EBG uniplanar

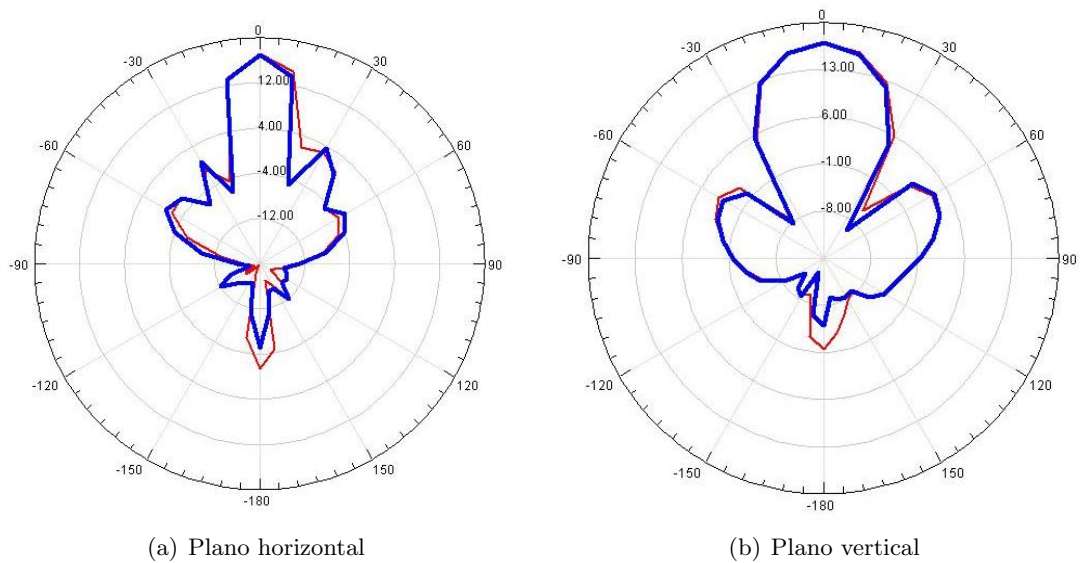


Figura 4.36: Diagrama radiação - Azul(com EBG), Vermelho(sem EBG)

### Estrutura mushroom

Após ter sido estudado o impacto da estrutura uniplanar na antena desenvolvida, avançou-se para o estudo da estrutura do tipo mushroom de forma a se poder comparar os resultados obtidos com as duas estruturas planares, EBG uniplanar e EBG mushroom.

As estruturas do tipo mushroom são as mais usadas neste âmbito, no entanto a desvantagem que apresentam é a complexidade de fabrico, uma vez que é composta por vias que atravessam o substrato e ligam a patch EBG ao plano de massa.

A estrutura mushroom desenvolvida é como a da figura 4.37.

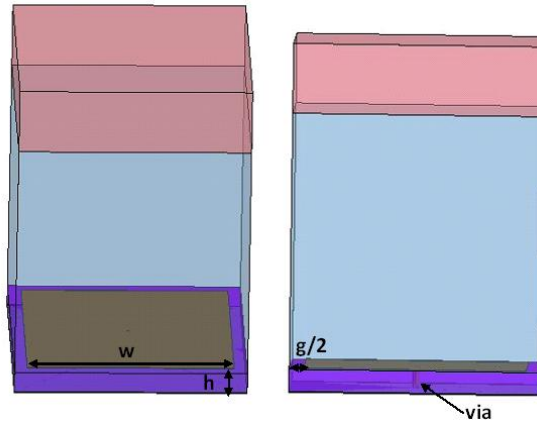


Figura 4.37: Estrutura EBG mushroom

Esta foi projectada de forma a produzir um band gap em torno da frequência de trabalho. Os seus parâmetros  $w$  e  $g$  foram 8mm e 0.5mm respectivamente, uma vez que a espessura do substrato  $h$  se mantinha 0.787mm.

A figura 4.38 mostra o diagrama de dispersão, no qual podemos ver que o primeiro modo de propagação não chega aos 5GHz, e o segundo modo apenas passa a linha da luz, ou seja, apenas começa a propagar após os 6GHz, pelo que existe um band gap como o pretendido.

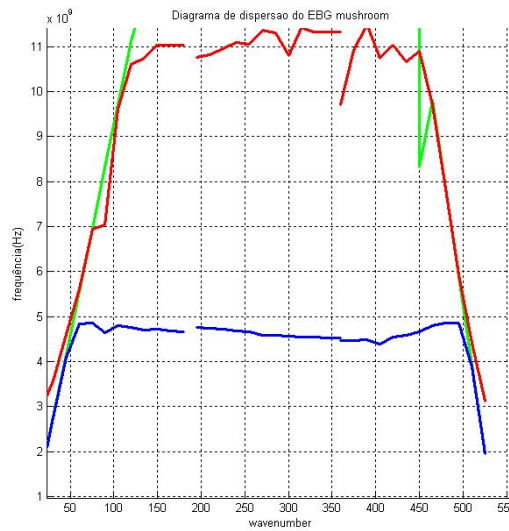


Figura 4.38: Diagrama de dispersão

Foi aplicada uma configuração de EBGs do tipo mushroom de acordo com a figura 4.34 b), e os resultados obtidos, são mostrados nas figuras 4.39 a), b) e também 4.40, nos quais apresentam resultados melhores ainda assim com uma diferença não muito notada: aumento de ganho de 16.86dB para 17.09dB; diminuição da radiação traseira de -8.14dB para -8.29dB, e um aumento da eficiência de radiação de cerca de 94,5% para 95%.

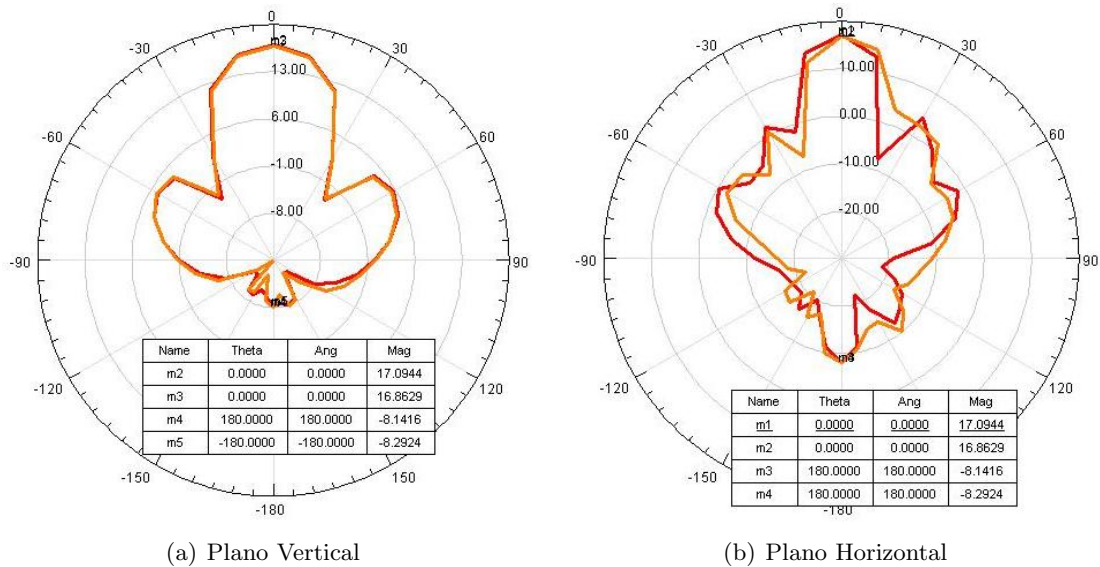


Figura 4.39: Diagrama radiação - Vermelho(com EBG), Laranja(sem EBG)

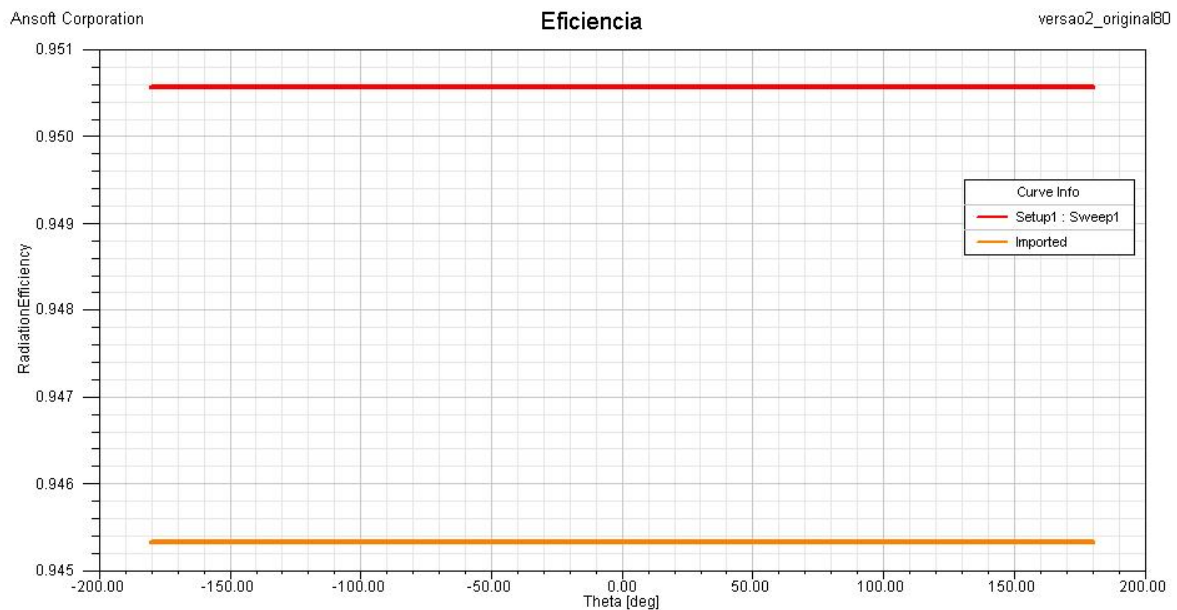


Figura 4.40: Eficiência - Vermelho(com EBG), Laranja(sem EBG)

#### 4.3.5 Discussão dos resultados

Uma vez concluído o processo de estudo e desenvolvimento da antena, poderá tirar-se algumas conclusões relativas aos resultados obtidos, quer ao longo do desenvolvimento da antena propriamente dita, quer posteriormente com a aplicação dos EBGs na antena.

À partida para este projecto, a linha de orientação passou por construir um agregado de antenas microstrip com polarização circular, com características próprias ao nível do diagrama de radiação, nomeadamente pretendia-se:

- lobo principal segundo o plano vertical com cerca de  $70^\circ$
- lobo principal segundo o plano horizontal com cerca de  $20^\circ/30^\circ$
- lobos secundários num nível 15dB inferior ao lobo principal.
- polarização circular esquerda com uma rejeição da polarização cruzada superior a 15dB na direcção de máximo, e superior a 10dB numa zona a -3dB.

A antena para comunicações DSRC desenvolvida (fig 4.33), apresenta-se bem adaptada ( $S_{11} < -10dB$ ) em termos de impedância, apresentando um  $S_{11}$  de -20dB, ainda melhor do que seria de esperar com o resultado teórico obtido por simulação, como mostra a figura 4.41. Pode-se ainda ver que esta apresenta-se bem adaptada numa banda de 250MHz, ainda maior que a teórica e também maior que a obtida com uma patch simples que como vimos anteriormente apresenta cerca de 100MHz.

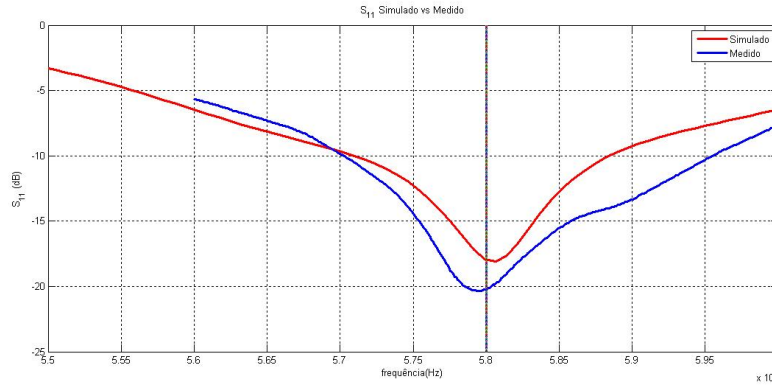


Figura 4.41: Agregado -  $S_{11}$  simulado versus medido

No que respeita aos resultados correspondentes ao diagrama de radiação, estes estão expressos nas figuras 4.42 e 4.43, onde estão comparados com os resultados esperados através de simulação.

A tabela 4.4 resume a informação acerca dos resultados simulados e medidos da antena. A forma do diagrama de radiação é aproximadamente a pretendida, na largura do lobo principal, quer no plano vertical quer no plano horizontal. No que respeita à polarização circular esquerda a antena apresenta uma boa rejeição da polarização circular direita, com níveis de rejeição acima do que a norma indica.

Quanto ao ganho, os valores são próximos, acredita-se que o valor medido não seja igual ao simulado devido às perdas nas conexões e nos cabos no processo de medida. O único parâmetro que não está como o pretendido, é o nível do lobo secundário, embora já seria expectável ser inferior a 15 dB segundo os dados presentes no quadro resumo do Apêndice A; uma solução seria aumentar o número de elementos do agregado, mas com isso teríamos um lobo principal mais estreito e não se cumpriria com os  $70^\circ$  requeridos.

A introdução das estruturas EBG, apesar de proporcionar um band gap na frequência de trabalho, não mostra grandes melhorias no que respeita ao ganho e eficiência da antena, no entanto, a estrutura do tipo mushroom apresenta melhores resultados no que respeita às características de radiação.

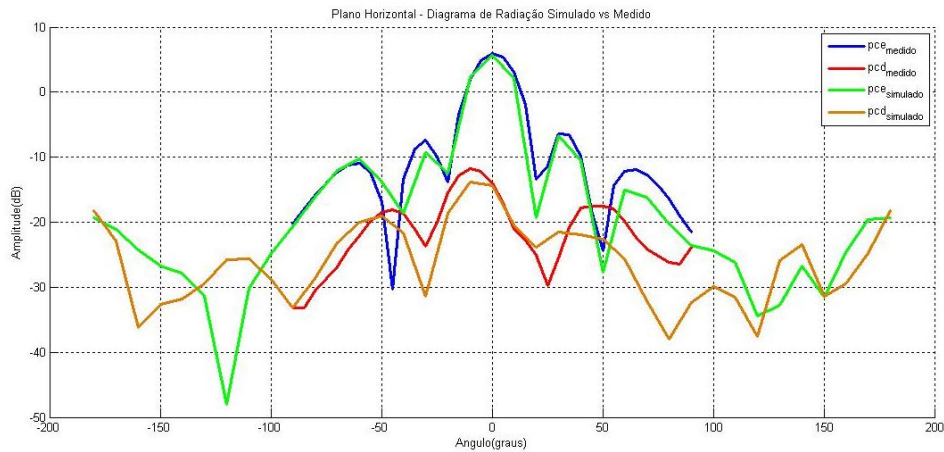


Figura 4.42: Diagrama de radiação medido vs simulado

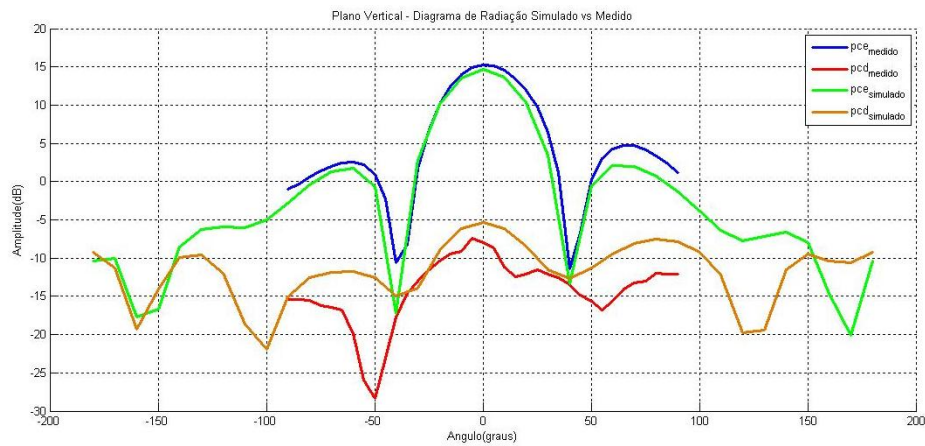


Figura 4.43: Diagrama de radiação medido vs simulado

De notar no entanto que estamos perante um dielétrico de elevada qualidade e custo, com uma tangente de perdas muito reduzida ( $\tan \delta = 0.0009$ ) em que por si só a antena já apresenta valores de eficiência a rondar os 94%.

Podemos concluir também que com resultados simulados e medidos praticamente coincidentes, o simulador usado ao longo desta dissertação garante-nos uma boa fiabilidade.

	Desejado	Simulado	Medido
S11	- - - -	-18.1dB	-20.2dB
Plano Vertical Largura Lobo principal(-15dB)	70°	65°/70°	70°
Plano Horizontal Largura Lobo principal(-15dB)	20°	30°	35°
Plano Vertical Nível de lobo secundário	15dB	12.52dB	11dB
Plano Horizontal Nível de lobo secundário	15dB	12.4dB	12.4dB
Plano Vertical Rejeição da Polarização Cruzada(dir. máximo)	15dB	20dB	23.25dB
Plano Horizontal Rejeição da Polarização Cruzada(dir. máximo)	15dB	20dB	20dB
Plano Vertical Rejeição da Polarização Cruzada(-3dB)	10dB	18.82dB	22.34dB
Plano Horizontal Rejeição da Polarização Cruzada(-3dB)	10dB	16.01dB	14dB
Ganho	- - - -	16dB	15dB

Tabela 4.4: Quadro resumo da antena

## Capítulo 5

# Conclusões e Trabalho Futuro

### 5.1 Conclusões

O objectivo desta dissertação foi o projecto de uma antena para ser integrada num sistema de comunicações DSRC. A antena desenvolvida, dada a sua especificidade em termos de diagrama de radiação e polarização, consiste num agregado planar de 8 antenas microstrip com os cantos cortados.

De forma a melhorar o desempenho da antena, quer em termos de ganho, eficiência e radiação traseira, foram introduzidas estruturas EBG, e analisado o seu impacto nas características de radiação da antena.

O trabalho iniciou-se com o estudo das antenas *microstrip*, nomeadamente com o desenvolvimento de patches simples e estudo das formas de alimentação à medida que se ia adquirindo conhecimento acerca do simulador electromagnético usado nesta dissertação, o HFSS. Verificou-se claramente as vantagens e desvantagens do uso da alimentação por linha de transmissão ou cabo coaxial, a primeira por simplicidade de ligação à antena, que no entanto vai degradar um pouco mais o diagrama de radiação do que a alimentação por cabo coaxial, que é conectado num plano oposto ao de radiação e praticamente não degrada o diagrama de radiação da antena. Este efeito pode ser atenuado com uma selecção criteriosa das características do substrato a utilizar.

Posteriormente, passou-se á introdução de polarização circular esquerda, através de pequenas modificações na geometria da antena (cantos cortados) e o seu ajuste com vista a ter uma boa relação axial. Foram construídas quatro antenas para 5.8GHz com um patch cada, duas com alimentação por cabo coaxial e duas alimentados por linha de transmissão. Cada um destes grupos tem um patch com polarização circular esquerda e outro com polarização linear (fig 4.8).

Quanto aos resultados medidos, em termos de adaptação de impedância, as patches com alimentação por linha de transmissão revelaram melhores resultados relativamente às alimentadas por cabo coaxial. No entanto, em termos de polarização circular, a patch alimentada por linha de transmissão apresentou uma frequência central muito próxima dos 5.8GHz e boa rejeição da polarização cruzada, superior a 20dB à frequência de trabalho, enquanto que a patch com alimentação por cabo revelou um desvio na frequência.

O estudo prosseguiu com a construção de um agregado de antenas, tendo como elemento a patch alimentada por linha de transmissão anteriormente desenvolvida, de forma a respeitar as especificações da norma europeia. No entanto, como a norma continha restrições segundo

os dois planos de radiação da antena, iniciou-se o desenvolvimento de um agregado linear e uniforme, horizontal, de 4 antenas microstrip, variando o espaçamento entre elementos por forma a definir o plano de radiação horizontal. Uma vez definido, passou-se para um agregado planar de 2 elementos, tendo como elemento o agregado linear e uniforme horizontal definido anteriormente, para mantendo o plano horizontal, variando o espaçamento entre elementos na vertical, poder definir o plano de radiação vertical.

Os resultados relativamente a este agregado planar em termos de diagrama de radiação e polarização apresentavam valores de acordo com os pretendidos, portanto, foi criado um protótipo do agregado e testado numa câmara anecóica.

Chegou-se à conclusão que havia um desvio de frequência, para cima de cerca de 70MHz ( $\approx 1.2\%$  da frequência), no entanto nessa frequência central (5.87GHz) os resultados relativos à rejeição da polarização cruzada, largura de banda e diagrama de radiação estavam de acordo com o pretendido. Posto isto, feitas as medidas das dimensões das antenas ao microscópio com um paquímetro (com uma precisão de  $50\mu m$ ), foi detectado que devido ao processo de fabrico da antena as dimensões eram inferiores às pretendidas. A diminuição na largura de cada patch era cerca de  $150\mu m$ , que em teoria justificava parte do desvio na frequência. Esse erro é justificado pela maneira pouco precisa utilizada para a construção dos circuitos impressos (e no caso, das antenas) no departamento, e é mais relevante à frequência de trabalho utilizada.

A solução, uma vez que o erro no fabrico não se podia controlar, foi criar mais três protótipos dos agregados, com dimensões progressivamente superiores tendo em conta o erro de fabrico, e foram testados outra vez.

Um dos agregados construídos (fig 4.33), o que tinha dimensões mais próximas do simulado, apresentou resultados bons, apenas com um desvio de 10MHz ( $\approx 0.17\%$  da frequência); no entanto à frequência de trabalho (5.8GHz) revelou boa adaptação e boa rejeição da polarização cruzada.

Após serem medidas novamente as dimensões dos agregados construídos, o que apresentou bons resultados tinha dimensões cerca de  $60\mu m$  superiores relativamente ao simulado que justificam o mínimo desvio de 10MHz, pelo que com um processo de fabrico ideal, o agregado projectado apresentaria uma frequência central de polarização muito próxima da simulado.

Em termos do diagrama de radiação, o único objectivo que não se conseguiu obter foi o nível dos lobos secundários, 15dB inferior ao máximo, apenas se consegue valores da ordem dos 12dB. De acordo com a teoria dos agregados, à medida que o número de elementos aumenta, o agregado apresenta mais lobos secundários mas com um nível inferior e um lobo principal mais estreito. Portanto, nesta situação, foi necessário uma ponderação, uma vez que para atingir um nível de lobos secundário de 15dB ou superior seria necessário aumentar o número de elementos em ambos os planos. Mas não seria possível obter uma largura do lobo principal de  $70^\circ$ , como é pretendido (ver Apêndice A), para além de aumentar enormemente a complexidade de simulação e duplicar as dimensões do agregado final.

Concluindo, o protótipo criado apresentou resultados pretendidos quer quanto ao diagrama de radiação quer quanto à polarização.

Para concluir a dissertação, foi feito o dimensionamento de duas estruturas EBG planares, uma estrutura uniplanar e uma estrutura do tipo mushroom, para conter uma banda proibida em torno dos 5.8GHz. Ambas as estruturas estudadas contêm um band gap em torno dos 5.8GHz e foram aplicadas à antena projectada. Os resultados não foram tão bons como se esperava, tendo apresentado melhores resultados a estrutura do tipo mushroom, com pequenos aumentos de ganho e eficiência e diminuição da radiação traseira.

Atendendo à qualidade do substrato usado nesta dissertação, apresentando uma tangente



de perdas muito baixa ( $\tan \delta = 0.0009$ ), quando comparada com os substratos mais comuns, por exemplo o FR4 em que apresenta uma tangente de perdas cerca de 22 vezes superior ( $\tan \delta = 0.02$ ), o agregado por si apresenta eficiência de 94%, de modo que uma das possíveis razões para a não obtenção de resultados melhores com a introdução dos EBGs foi a qualidade do substrato.

## 5.2 Trabalho futuro

No que respeita a melhoramentos, podem passar pelo:

- aperfeiçoamento dos agregados projectados, nomeadamente com vista a diminuir o nível de lobos secundários. Uma das técnicas seria aumentar o número de elementos, mas que se pagaria com um lobo principal mais estreito.
- projecto do mesmo agregado num substrato com maior permitividade dieléctrica e mais barato, que levava a ter uma estrutura um pouco mais pequena, e mais barata, e aplicação dos EBGs por forma a se tentar obter características de radiação da antena, idênticas ou melhores às apresentadas por esta.



## Apêndice A

### Quadro resumo - agregados

Variação da largura do lobo principal e do nível do primeiro lobo secundário, quer com o número de elementos de um agregado, quer com a distância entre elementos.

N	$\frac{d}{\lambda}$	Largura Lobo Principal(graus)	Nível Lobo secundário(dB)
2	0.5	180	-3.01
2	0.6	112.8	-3.01
2	0.7	91.16	-3.01
2	0.8	77.36	-3.01
2	0.9	67.49	-3.01
2	1	60	-3.01
4	0.5	60	-11.35
4	0.6	49.24	-11.35
4	0.7	41.84	-11.35
4	0.8	36.41	-11.35
4	0.9	32.25	-11.35
4	1	28.95	-11.35
8	0.5	28.95	-12.95
8	0.6	24.04	-12.95
8	0.7	20.57	-12.95
8	0.8	17.97	-12.95
8	0.9	15.96	-12.95
8	1	14.36	-12.95
16	0.5	14.36	-13.33
16	0.6	11.94	-13.33
16	0.7	10.24	-13.33
16	0.8	8.96	-13.33
16	0.9	7.96	-13.33
16	1	7.16	-13.33



# Bibliografia

- [1] EUROPEAN STANDARD EN12253 Road transport and traffic telematics - Dedicated short range communications - Physical layer using microwave at 5.8GHz, Julho 2004.
- [2] Constantine A. Balanis, "**Antenna Theory Analysis and Design**", 2nd Edition, JOHN WILEY & SONS, 1996
- [3] Kraus, J. D. , "**Antennas**", 2<sup>a</sup>ed., Mc-GrawHill, 1988
- [4] DR. John L. Volakis, "**Antenna Engineering Handbook**", Fourth Edition, McGraw-Hill Professional, 2007
- [5] Godara, Lal Chand "**Handbook of Antennas in Wireless Communications**", CRC PRESS, 2001
- [6] Carlos Mendes, "Antenas", em Sebenta de Antenas, ISEL
- [7] Toh Bee Yen, Cahill Robert & Fusco Vicente F. "Understanding and Measuring Circular Polarization", IEEE Transactions on Education, vol.46,No.3, August 2003
- [8] Parekh Sharad V. & Schrank Hal "Simple Formule for Circular-Polarization Axial-Ratio Calculations"Antenna Designer's Notebook, IEEE Antenas and Propagation Magazine, February, 1991
- [9] Haneishi, M. and Y. Suzuki, "Circular polarization and bandwidth", Handbook of microstrip Antennas, J. R. James & P. S. Hall, Peter Peregrinus, London, 1989.
- [10] Pedro Pinho, J. F. Rocha Pereira, Nassri Abokhalaf, e Cláudio Martins, "Design of Microstrip Patch Antennas to be used as a Feed for Dielectric Lenses", 4th Conference on Telecommunications, Aveiro, 18 - 20 Junho de 2003, página 499 a 502.
- [11] Yang Fan and Rahmat-Samii Yahya,"**Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering**", Cambridge University Press 2009
- [12] Yang F. R., Ma Kuang-Ping, Qian Yongxi, and Itoh Tatsuo, "A Uniplanar Compact Photonic-Bandgap (UC-PBG) Structure and Its Applications for Microwave Circuits"IEEE Transactions Microwave theory and techniques, VOL. 47, NO. 8, AUGUST 1999
- [13] Fallahi Arya, Hafner Christian and Vahldieck Rüdiger, "Calculation of the dispersion diagram for planar electromagnetic bandgap structures", Lab. for Electromagn. Fields & Microwave Electron., Swiss Fed. Inst. of Technol., Zurich, july 2008

- [14] Iluz Zeev, Shavit Reuven and Bauer Reuven , "Microstrip Antenna Phased array with Electromagnetic Bandgap Substrate", IEEE transactions on antennas and propagation, VOL.52, NO.6, June 2004
- [15] Yang Fan and Rahmat-Samii Yahya "Microstrip Antennas Integrated with Electromagnetics Band-Gap Structures: A low mutual Coupling Design for Array Applications"IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.51, No.10, October 2003
- [16] Shing - Lung Steven Yang, Ahmed A. Kishk, and Kai-Fong Lee, "The forbidden bandgap characteristic of EBG structures", em Microwave and Optical Technology Letters , Vol.50 No.11 November 2008